GIUGNO 2005
N° 240 • Anno 21

Fare Elettronica

CULTURA ELETTRONICA APPLICATA

La tecnica DDS

Utilizzo della Digital Direct Synthesis nei microcontrollori

MikroBasic

Utilizzare al meglio le uscite del PIC

Alimentatori Switching

Gli switching push-pull

ELETTRONICANDO

Alla ricerca del tesoro perduto

Il progetto completo di un cercametalli professionale

Costruire un generatore eolico partendo da zero

Realizziamo l'alternatore

Poste Italiane Spa - Spedizione in abbonamento Post...

Note dalla redazione

Tiziano Galizia (t.galizia@farelettronica.com)

Cultura elettronica applicata

Ci siamo, l'abbiamo fatto, siamo riusciti nell'ambizioso intento che più volte mi sono soffermato con questi editoriali a delineare. Fare Elettronica ha avuto nell'ultimo anno e mezzo un processo di *evoluzione*, di *cambiamento* che l'hanno portata da semplice rivista per hobbisti stile anni ottanta ad un prodotto editoriale moderno e di rilievo. Non si tratta di autocompiacimento, intendiamoci, chi legge i miei editoriali sa bene che mi soffermo spesso a pensare cosa voi, cari lettori, vorreste trovare su Fare Elettronica. Tutto il mio staff è coinvolto ed attento a captare ogni segnale, anche il più debole. Se abbiamo pensato di realizzare la rivista di "*Cultura Elettronica Applicata*" è perché ne abbiamo sentito il bisogno, molto, molto forte ed evidente.

I progetti pratici fanno parte della *Cultura Elettronica Applicata* certo, continueranno ad essere presenti come sempre. La redazione sta lavorando su un numero speciale (Extra) per fine anno che sorprenderà molti di voi affamati di progetti completi. I tutorial presenti sulla rivista hanno ed avranno sempre di più un taglio pratico, finalizzato all'apprendimento guidato dagli esempi, tutti come sempre realizzabili con facilità. Non siamo una rivista di kit, non lo siamo mai stati ne vogliamo diventarlo adesso, quando ormai l'era del kit è definitivamente tramontata.

Fare Elettronica ha un glorioso passato ed abbiamo voluto contribuire creando una rivista moderna (la più moderna del settore), piacevole e allo stesso tempo utile per tutti i progettisti di elettronica. Anche l'appassionato può e deve fregiarsi di questo titolo, ebbene si, mi rivolgo a te che armeggi col saldatore ed i pochi strumenti a tua disposizione: anche tu sei nel tuo piccolo un progettista!

Fare Elettronica rivista di *Cultura Elettronica Applicata* vuole diventare la guida per il progettista, per generare idée, generare interesse verso questo mondo che da innumerevoli anni appassiona centinaia di migliaia di lettori.

Noi ci siamo riusciti, l'abbiamo fatto e contiamo nel conforto che voi cari lettori (e soprattutto abbonati) ci avete costantemente garantito in questi fantastici sedici mesi.

Questo mese fa bella mostra di sè il progetto di un cercametalli con caratteristiche professionali ma realizzabile facilmente da chiunque voglia cimentarsi nella sua costruzione, sicuramente non mancherà di farvi passare qualche ora lieta alla ricerca dei "tesori perduti" nelle bellissime italiche spiagge. Continua con un successo senza precedenti, a giudicare dai vostri complimenti, il corso sul Basic per i PICmicro, a tal proposito vi preannuncio che abbiamo in serbo una grossa sorpresa su questo argomento. In questo numero trovate, oltre alle nuove puntate degli innovativi tutorial che Fare Elettronica vi propone, anche un bellissimo speciale che parla di una tecnica molto interessante e della sua implementazione nei microcontrollori PIC: il *DDS* (Direct Digital Synthesis). A questo speciale faranno seguito 4 piccoli progetti che ne implementano i diversi aspetti: generatore di toni musicali e standard, riproduttore di suonerie per cellulari, generatore di toni DTMF e generatore di segnali a frequenza variabile. Un ulteriore motivo, se mai ce ne fosse ancora bisogno, per abbonarsi a Fare Elettronica!

Come promesso nel numero precedente, ecco a voi il nuovo logo di Fare Elettronica che porta con se un rinnovato design della copertina, ed il nuovo formato (A4) che si traduce in un maggior spazio disponibile per i contenuti e permette finalmente l'inserimento del tanto richiesto bollettino postale prestampato per l'abbonamento.

Concludo come mio solito augurandovi una piacevole lettura e rinnovandovi l'appuntamento in edicola a Luglio con un nuovo e bellissimo numero di Fare Elettronica.

www.farelettronica.com

DIRETTORE RESPONSABILE
Antonio Cirella

DIRETTORE DI REDAZIONE
Tiziano Galizia

DIRETTORE TECNICO
Maurizio Del Corso

HANNO COLLABORATO IN QUESTO NUMERO
Giovanni Di Maria, Riccardo Nicoletti, Antonio Cecere
Antonio Di Stefano, SalvatoreTorrisi, Romano Bernarducci,
Nico Grilloni.

DIREZIONE • REDAZIONE • PUBBLICITÁ
INWARE srl - Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI)
Tel. 02.66504794 - 02.66504755 - Fax 02.66508225
info@inware.it - www.inwaredizioni.it

PROGETTO GRAFICO E IMPAGINAZIONE
Graficonsult - Milano

STAMPA
ROTO 2000 - Via L. da Vinci, 18/20 - 20080, Casarile (MI)

DISTRIBUZIONE
Parrini & C. S.p.a. - Viale Forlanini, 23 - 20134, Milano

UFFICIO ABBONAMENTI
PARRINI & C. S.p.a.
Servizio abbonamenti
Viale Forlanini, 23 - 20134 Milano
Per informazioni, sottoscrizione o rinnovo dell'abbonamento:
abbonamenti@farelettronica.com
Tel. 02.66504794 - Fax. 02.66508225

Poste Italiane S.p.a.
Spedizione in abbonamento Postale
D.L. 353/2003 (conv. In L. 27/02/2004 n. 46) art. 1, comma1, DCB Milano.

Abbonamento per l'Italia: € 45,00
Abbonamento per l'estero: € 115,00

Gli arretrati potranno essere richiesti, per iscritto, al seguente costo:
Numero singolo: € 7,50
Numero doppio: € 9,00
Numero con allegato: € 8,50

Autorizzazione alla pubblicazione del Tribunale di Milano n. 647 del 17/11/2003.
Iscrizione al R.O.C. n. 11035 19/11/2003

RICHIESTE DI ASSISTENZA

Per richiedere assistenza o chiarimenti sugli articoli pubblicati, vi preghiamo di contattare direttamente l'autore. Se questo non fosse possibile, utilizzate il modulo di contatto che trovate sul nostro sito web www.farelettronica.com.

COLLABORARE CON FARE ELETTRONICA

Le richieste di collaborazione vanno indirizzate all'attenzione di Tiziano Galizia *(t.galizia@farelettronica.com)* e accompagnate, se possibile, da una breve descrizione delle vostre competenze tecniche e/o editoriali, oltre che da un elenco degli argomenti e/o progetti che desiderate proporre.

COME CONTATTARCI

INWARE Edizioni
Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI)
Telefono 02.66504794 - Fax 02.66508225
Redazione: redazione@farelettronica.com
Ufficio Abbonamenti: abbonamenti@farelettronica.com
L'ufficio abbonamenti è disponibile telefonicamente
dal lunedì al venerdì dalle 14,30 alle 17,30

ELENCO INSERZIONISTI

Sommario

240
Giugno
2005

Pratica

pag. 54

Teoria

pag. 18

Risorse

pag. 42

Speciale

Scrivete a:
MAILBOX
REDAZIONE DI
FARE ELETTRONICA
Inware s.r.l.
Via Cadorna, 27/31
20032, Cormano (MI)

Oppure inviate un'email a:
mailbox@farelettronica.com

Mailbox

Questa rubrica ospita le richieste più interessanti pervenute dai lettori. Per quanto possibile verrà data risposta a tutte le richieste pervenute via email.

CERCAMETALLI

Vorrei realizzare un circuito in grado di rilevare la presenza di metalli in un raggio di una decina di cm dal sensore. Il circuito mi sarebbe utile per rilevare la presenza di tubature metalliche all'interno di una parete.

Mario Nicchi

Figura 1 *Schema elettrico del cercametalli*

Uno dei modi più semplici per costruire un cercametalli piuttosto affidabile, è quello di utilizzare un circuito integrato dedicato a queste applicazioni: il TCA105. Lo schema applicativo è quello di figura 1.

La bobina di rilevazione è costituita da due avvolgimenti di 35 spire ciascuno realizzati con filo di rame smaltato da 0,15mm su un supporto plastico da 5mm con nucleo in ferrite. I due avvolgimenti dovranno essere distanti circa 3mm. Il led bicolore (che può essere sostituito con una coppia di normali LED) indica la presenza di metallo.

In particolare in presenza di metallo si illumina il led verde altrimenti quello rosso. Il circuito può essere alimentato con una semplice batteria a 9V.

STROBO FOTOGRAFICO

Per il mio studio fotografico casalingo avrei necessità di realizzare un circuito in grado di innescare un flash con una frequenza variabile da mezzo secondo a due secondi. Potreste pubblicare uno schema di semplice costruzione?

Roberto Davi

Uno dei più semplici circuiti per realizzare un flash stroboscopio è quello di figura 2.

Per la lampada è possibile utilizzare una slim lineare da 300V e 5KV di scarica di innesco,

Figura 2 *Schema elettrico del flash stroboscopico*

"Richieste, chiarimenti, dubbi e commenti dai lettori"

oppure una classica lampada allo xeno.
La potenza massima erogata è di 5W/s. Il potenziometro P1 consente la regolazione della frequenza da 5 flash al secondo fino ad un flash ogni 2 secondi.
Poiché il circuito è alimentato alla tensione di rete, si ricorda di fare particolare attenzione a non toccare i conduttori durante il funzionamento.
Si ricorda inoltre di non toccare la lampada con le mani in quanto l'umidità della pelle diminuirebbe la dissipazione di calore durante il flash provocando il danneggiamento della lampada stessa.

SENSORE DI PRESSIONE

In fiera ho acquistato un sensore di pressione MPX2100AP. È possibile avere informazioni sui pin ed un eventuale schema applicativo?

Marco Priapo

MPX2100AP è un sensore di pressione assoluto prodotto da Motorola.
Questo componente è compensato in temperatura ed è caratterizzato da una linearità dello 0.25% fino a 100KPa di pressione. Il componente MPX2100AP si presenta come in figura 3 e dei quattro pin, due sono adibiti all'alimenta-

Figura 3 Il sensore MPX2100AP

zione, mentre due sono adibiti al prelevamento del segnale in uscita che varia di 0,4mV/KPa.
In figura 4 è riportato uno schema applicativo per prelevare l'uscita del sensore. Il circuito è il classico amplificatore differenziale per strumentazione il cui guadagno può essere regolato agendo sul trimmer P2. Il trimmer P1 consente di regolare il valore di fondo scala.
L'uscita del circuito può essere applicata ad un convertitore AD o ad un comparatore.

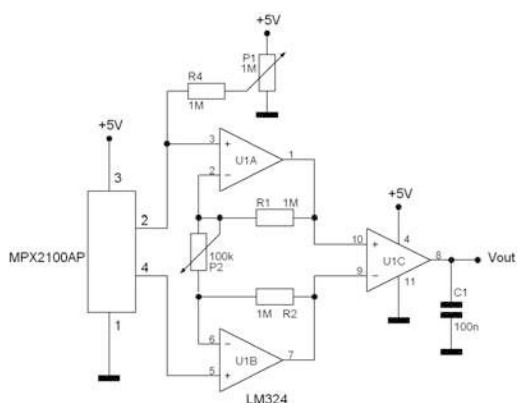



Figura 4 Uno schema applicativo del sensore di pressione

FILTRO ADSL

Vi scrivo in merito all'articolo sulla progettazione di un filtro ADSL centralizzato, apparso su Fare Elettronica di Marzo 2005. Avete toccato un argomento a me molto caro, visto che da tempo ho l'ADSL e da tempo stavo cercando una soluzione simile.
Tuttavia rimango ancora un po' perplesso perché vedo che telecom come Splitter ADSL monta l'ALCATEL 1000 ADSL LP (ad un costo tra l'altro proibitivo rispetto a quello che contiene).
Dopo lunghe ricerche in rete ho trovato lo schema elettrico ed analizzandolo si nota come sia leggermente più complesso/completo di quello proposto nell'articolo.
C'è un motivo particolare?
È una soluzione più professionale?

Gianmarco Vendramin

Sicuramente la versione proposta da Alcatel e fornita da Telecom risulta essere più professionale/complessa per tutta una serie di ragioni in alcuni casi anche poco lineari.
Per meglio comprendere questa affermazione andiamo con ordine.
Il filtro proposto da Telecom è un filtro del 6° ordine basato solo su componenti passivi, e questo sembrerebbe già un punto poco chiaro, in quanto un filtro molto preciso è preferibile realizzarlo con amplificatori operazionali, che hanno lo svantaggio, essendo elementi attivi, di un'alimentazione esterna. Poi la realizzazione dell'Alcatel è sicuramente più completa, in quanto c'è una protezione degli induttori in caso di sovracorrenti della linea telefonica; questo manca nel filtro progettato, ma non risulta essere una mancanza notevole in quanto i componenti costano così poco che è possibile risolvere con pochi euro.
Poi ci sono tutta una serie di scelte progettuali che sono appositamente studiate in relazione ai parametri di linea e altri particolari, sicuramente trascurati nella realizzazione da noi proposta (come sottolineato più volte nell'articolo).
Poi abbiamo un problema notevole, le induttanze; quelle utilizzate dall'Alcatel, non sono certamente quelle che è possibile (talvolta con grandi difficoltà) trovare nei negozi di elettronica, sia come precisione, sia come ottimizzazione in relazione al tipo di applicazione. Insomma quanto realizzato dal produttore non risulta essere ripetibile con estrema precisione a meno di non riuscire ad avere a disposizione gli stessi componenti e gli stessi strumenti, d'altronde abbiamo ampiamente sottolineato che la soluzione proposta risulta essere "povera ma funzionale", quindi lo scopo era di realizzare qualcosa di funzionante ma che non sostituisse in tutto e per tutto la soluzione commerciale, in ogni caso questo è un po' lo spirito di chi ha per hobby l'elettronica.
Circa il filtro per un singolo apparecchio, posto a capo dell'intero circuito telefonico, penso ci possano essere notevoli problemi.
Tali filtri sono caratterizzati da un progettazione legata a requisiti di spazio e all'utilizzo cui sono destinati (singolo telefono), pertanto risultano sicuramente inefficienti come splitter, sia nel caso in cui possano essere utilizzati più apparecchi in contemporanea (alto assorbimento in relazione al dimensionamento degli induttori), sia per quanto riguarda la precisione con cui si eliminano le frequenze più alte dello spettro del segnale in ingresso.

Questo spazio è gentilmente offerto da **EONews**, il Quindicinale di notizie e commenti per l'industria elettronica di **VNU Business Publications Italia.**

Prima pagina

240-01 TDK SEMICONDUCTOR PRESENTA IL CIRCUITO INTEGRATO DI INTERFACCIA PER SMART CARD PIÙ ECONOMICO AL MONDO

DK Semiconductor Corp. ha presentato il nuovo circuito integrato di interfaccia per smart card.

Il nuovo 73S8009R utilizza la stessa architettura del regolatore di tensione LDO della popolare famiglia TDK 73S80xxR e offre prestazioni eccellenti (basso disturbo, elevata corrente per card, basso consumo di corrente e minima dissipazione di corrente) ad un costo veramente eccezionale.
Il 73S8009R può supportare tutte le tensioni per smart card, dalle schede tradizionali a 3V e 5V alle più recenti da 1,8V per applicazioni a basso consumo di energia. Il chip è anche caratterizzato dalla modalità power-down che assorbe solo qualche microAmpere (tipico) dall'alimentazione di corrente. Queste caratteristiche rendono 73S8009R ideale per i lettori di schede SIM e dispositivi alimentati da batteria come i telefoni cellulari, i PDA e altri dispositivi di comunicazione che richiedono un lettore per schede SIM per l'identificazione come moduli WIFI, GPRS e VoIP.
Altre funzionalità specifiche per smart card comprendono elevata frequenza di clock della card (20MHz in conformità con lo standard ISO7816) ed elevata corrente di card (fino a 90mA). Un pin di input Chip-Select consente di utilizzare diversi circuiti 73S8009R contemporaneamente per l'implementazione di più SAM in parallelo nei terminali utilizzati per i pagamenti. È disponibile un'opzione di pacchetto QFN20 di dimensioni molto ridotte (4x4mm), che rende il 73S8009R l'interfaccia elettrica per scheda più piccola al mondo, ma soprattutto la più economica. Inoltre è conforme alla maggior parte degli standard applicabili (ISO7816, EMV, GSM11-11, ecc.) e può sostituire implementazioni discrete in decodificatori e terminali POS, dove i costi di produzione rappresentano sempre un problema.
Sono già disponibili campioni di TDK 73S8009R in pacchetti SO28 o QFN 20. Come tutti gli altri prodotti di TDK Semiconductor, questi nuovi circuiti sono disponibili anche nei modelli senza piombo e realizzati con materiale rinnovabile. I volumi di produzione verranno annunciati nel corso dell'estate 2005. Il prezzo parte da 1,00 dollari per quantità da 10,000 unità.

240-02 NUOVI SENSORI DI TEMPERATURA ULTRACOMPATTI E LOW-POWER DA MICROCHIP

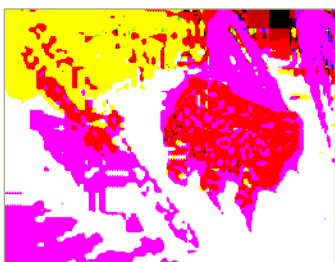
Microchip annuncia due nuovi sensori di temperatura che offrono costi contenuti, package di dimensioni ridotte (SC-70) e bassi consumi di corrente (6 microamp - typ). Tali caratteristiche rendono le nuove soluzioni una valida alternativa ai termistori. I sensori di temperatura MCP9700 e MCP9701 offrono una soluzione completa per la protezione termica, per le misure di temperature e per la calibrazione termica.
I consumi ridotti – solo 6 microamp (typ) – sono inferiori a quelli della maggior parte dei sensori termici su IC attualmente in commercio, garantendo una maggiore vita alle batterie e un livello di auto-riscaldamento ridotto che permette di ottenere una migliore accuratezza. L'uscita lineare della versione MCP9701 è di 19.53 millivolt per grado Celsius; l'uscita del modello MCP9700 è di 10 millivolt per grado Celsius. L'errore globa-

PER SAPERNE DI PIÙ

Per approfondire le notizie riportate in questa rubrica, visitate il sito **www.farelettronica.com/primapagina** e seguite le istruzioni.
In alternativa potete scrivere a:

Inware Edizioni
Servizio Prima Pagina
Via Cadorna 27 - 20032 Cormano (MI)

Indicando il codice riportato accanto al titolo della notizia (esempio 240-02).

le di temperatura è pari a +/- 4 gradi Celsius (max) da 0 a 70 gradi Celsius.
La bassa impedenza di uscita consente la connessione diretta all'ingesso di un convertitore analogico-digitale senza dover ricorrere a particolari amplificatori di buffering. I dispositivi sono ideali per l'impiego con i microcontroller Microchip PIC®, a 8-bit e con i digital signal controller dsPIC®, a 16-bit. Il package SC-70 di dimensioni estremamente ridotte (inferiori del 40 percento rispetto a un package SOT-23) e l'eliminazione dei componenti esterni permettono di ottenere un layout di scheda più compatto.

240-03 CONTROLLORI USB HIGH-SPEED A BASSISSIMA DISSIPAZIONE

Cypress Semiconductor ha reso noto l'introduzione di due famiglie di controllori USB high speed che abbinano costi ridotti a una bassissima dissipazione di potenza. Questi controllori sfruttano i vantaggi derivati dall'utilizzo dell'innovativa tecnologia di processo sviluppata da Cypress Semiconductor per ridurre drastica-

mente – in misura pari al 50% - la dissipazione di potenza dinamica e in stand-by rispetto ai dispositivi della concorrenza. In conseguenza della ridotta dissipazione in modalità dinamica, le periferiche che utilizzano questi nuovi dispositivi possono derivare l'alimentazione direttamente dal bus USB.
La ridotta corrente di stand-by si traduce in una maggiore durata della batteria per i dispositivi portatili. Destinate espressamente a specifiche applicazioni di memoria e di storage, queste nuove famiglie sono in grado di espletare numerose funzionalità a costi ridotti.
Queste in sintesi le caratteristiche delle nuove serie:
La famiglia EZ-USB™ NX2PL è stata ideata espressamente per applicazioni di controllo di memorie Flash di tipo NAND. Essa rappresenta la soluzione ideale per i sempre più diffusi "thumb drives" (o memory stick) USB utilizzati per la memorizzazione portatile di brani musicali, materiale per presentazioni e altri file di ampie dimensioni
La serie EZ-USB™ AT2PL è invece destinata a prodotti di storage basati su Compact Flash e ATA/ATAPI tra cui microdrive, hard drive magnetici, drive ottici (CD-R/RW e DVD-R/RW) e schede CF. I microdrive stanno rapidamente guadagnando popolarità in numerose applicazioni mobili quali lettori MP3, telefoni mobili e lettori PMP (Portable Media Players).
Le famiglie a funzioni fisse EZ-USB™ NX2PL e EZ-USB™ AT2PL vanno a integrare la serie di controllori programmabili EZ-USB FX2LP™ introdotta lo scorso anno che può essere configurata per consentirne l'impiego in una vasta gamma di applicazioni che spazia dalle schede per la sintonizzazione TV, ai PVR

(Personal Video Recorder) ai sistemi di memorizzazione di massa come ad esempio hard drive che permettono di eseguire il backup semplicemente premendo un tasto.
Tutte le tre famiglie di prodotto EZ-USB, già in produzione, sono certificate USB-IF. I dispositivi della linea EZ-USB NX2LP sono offerti in package QFN a 56 pin "lead free", mentre quelli della linea EZ-USB AT2LP sono disponibili nei package QFN e SSOP a 56 pin e TQFP a 100 pin di tipo "lead free". I componenti la serie EZ-USB FX2LP sono invece forniti nei package SSOP e QFN a 56 pin e TQFP a 100 e 128 pin "lead-free".

240-04 AMPLIFICATORE DI CORRENTE HIGH-SIDE DA 60 V CON TEMPO DI RISPOSTA DI 1μS

L'amplificatore di corrente high-side LTC6101 di Linear Technology Corporation coniuga tempi di risposta ridottissimi e una tensione d'ingresso compresa tra 4 e 60 V. L'LTC6101 sopporta tensioni fino a 70 V, caratteristica importante nei casi in cui interruzioni della corrente o elevate variazioni di carico possono determinare una condizione di sovratensione transitoria. Grazie a un tempo di risposta inferiore a 1 μs, l'LTC6101 è ideale in caso di protezione automatica della corrente in caso di guasto.
L'LTC6101 è progettato per estrarre un piccolo segnale differenziale da una tensione in modo comune, amplificarlo e quindi convertirlo in un segnale riferito a massa. La disponibilità di questa funzione richiede da sempre la combinazione di componenti discreti e amplificatori operazionali, differenziali o strumentali. L'LTC6101 semplifica questo compito in quanto occupa lo spazio di un ThinSOT™ e due resistenze.
Oltre ad essere piccolo e semplice, questo componente consuma solo 250 μA.
L' LTC6101 offre prestazioni eccellenti: corrente d'ingresso polarizzata di 170 nA max e tensione di offset di 300 μV max.
L'uso di resistenze interne di precisione consente di ottenere un'accuratezza superiore all'1%, offrendo un'ottima risoluzione e un range dinamico elevato della tensione di ingresso.

Power core Flex

CONNETTI LE TUE IDEE
CON LE NOSTRE

piccoli componenti, per grandi progetti: i tuoi.

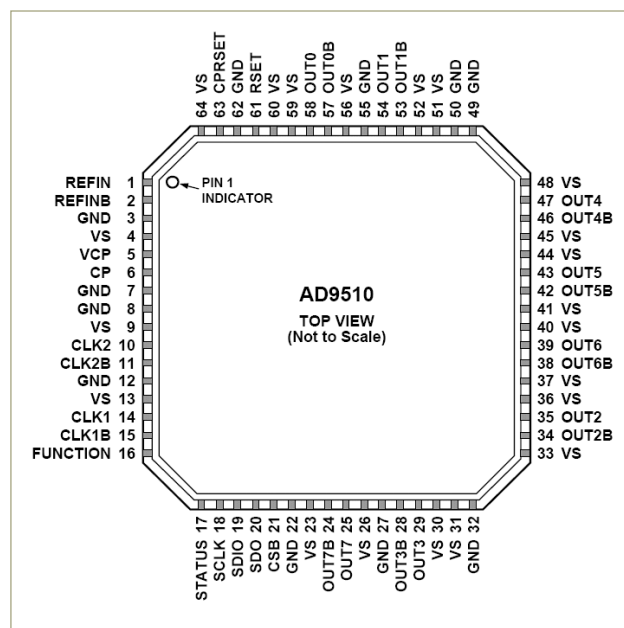
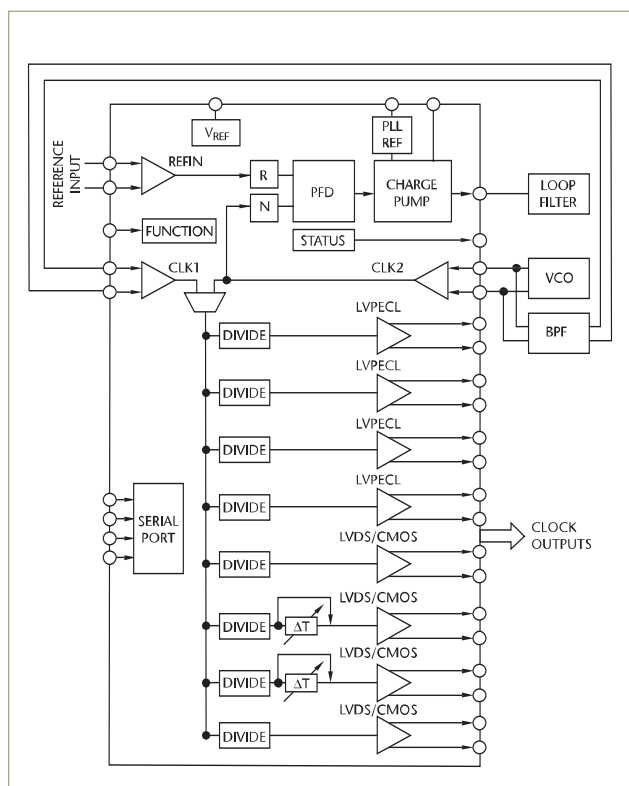
Comprel Componenti Competenti

Dal blocco note di Fare Elettronica una raccolta di idee da tenere sempre a portata di mano.

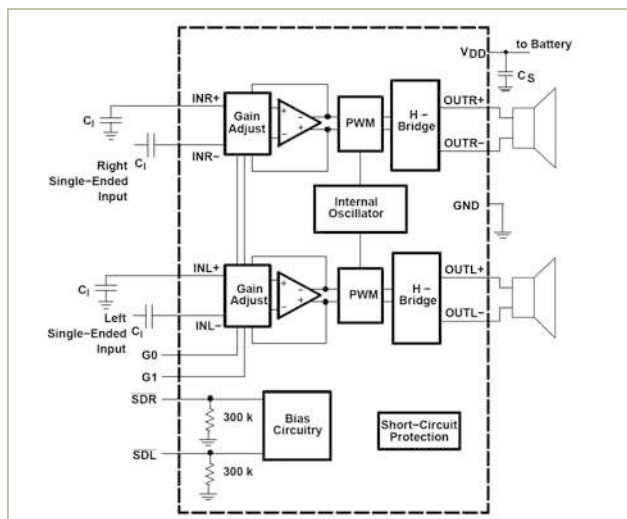
Notepad

Questa rubrica ha lo scopo di fornire degli schemi applicativi o idee di progetto dei componenti elettronici più interessanti, selezionati per voi dalla redazione. Tutti gli schemi presentati sono elaborazioni di quelli ufficiali proposti dai produttori nella documentazione ufficiale.

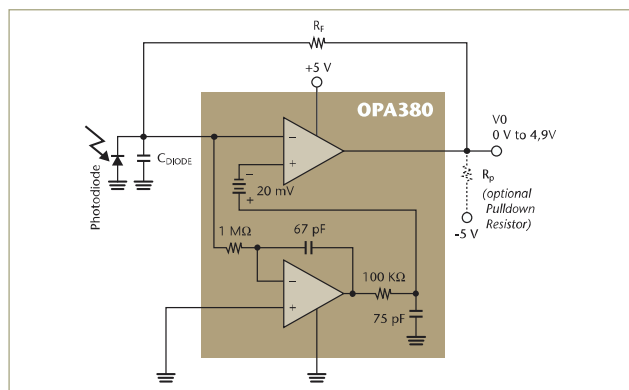
DISTRIBUZIONE DI CLOCK FINO A 1,2GHZ

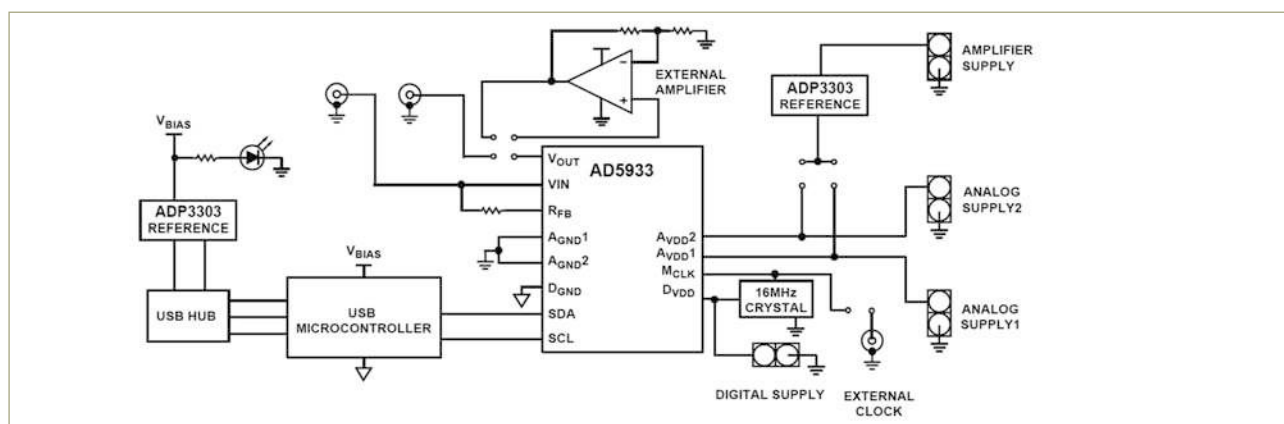
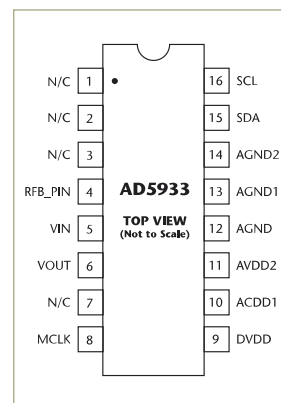
Solo pochi componenti esterni per ottenere un sistema di distribuzione del segnale di clock stabile ed affidabile.

Il sistema si basa sul componente AD9510 al cui interno si trova una sezione PLL con rilevatore di fase ed una serie di divisori con cui è possibile gestire le singole uscite.
In figura è riportato il componente ed una sua applicazione con un VCO ed un filtro passa-basso esterni.

AMPLIFICATORE STEREO IN CLASSE D SENZA FILTRI

Si chiama TPA2012D2 è di Texas Instruments ed è un amplificatore stereo in classe D che non necessita di filtri esterni per funzionare.
Come si vede dallo schema applicativo mostrato in figura, sono sufficienti due capacità per avere un ottimo amplificatore audio integrato.
Le potenze erogate sono di 1,4 W per canale a 5V o 720mW per canale a 3,6V su un carico da 8 Ohm.
Sono previste protezioni termiche e contro corto circuiti.

SANGUE SOTTO CONTROLLO

Con un semplice circuito impiegante un fotodiodo ed un paio di operazionali, è possibile misurare il grado di ossigenazione del sangue. Il principio si basa sul diverso assorbimento della luce rossa da parte dell'emoglobina ossigenata o meno.
Applicando una luce visibile (600-750nm) e infrarossa (850-1000nm) attraverso un dito od un lobo dell'orecchio del paziente e rilevandone la luce trasmessa attraverso un fotodiodo, si risale al grado di ossigenazione.
L'emoglobina ossigenata assorbe molto la luce infrarossa, mentre lascia passare inalterata

la luce visibile.
Al contrario l'emoglobina poco ossigenata assorbe moltissimo la luce visibile e non altera la parte all'infrarosso.
In figura un possibile schema impiegante un OPA380 della Texas Instruments.

MISURATORE DI IMPEDENZA AD ALTA PRECISIONE

Impiegando un AD5933 è possibile realizzare un sistema di misura per impedenze ad alta precisione.
L'AD5933 effettua uno sweep in frequenza in modo da calcolare il modulo dell'impedenza incognita per ogni valore di frequenza.
In questo modo è anche possibile tracciare il diagramma dell'impedenza in funzione della frequenza.
In figura il pinout ed uno schema applicativo.

CONTROLLORE DI CARICA PER BATTERIE LI-ION

Per tenere sotto controllo la carica delle batterie agli ioni di Litio, è sufficiente utilizzare un componente dedicato come ad esempio LM3420 di National. Lo schema applicativo mostra un caricabatteria per due celle Li-Ion.
La corrente di carica viene fornita dal LM317 ed il diodo D1 garantisce una protezione contro l'inversione di polarità. LM3420 esiste in diverse versioni a seconda del numero di celle Li-Ion da ricaricare.

Elettronicando

Il transistor bipolare rappresenta il nucleo dell'elettronica, analogica e digitale, il componente più importante tra tutti i dispositivi a stato solido. Dal giorno della sua invenzione, avvenuta nel dicembre del 1947 in quello storico laboratorio della Bell per merito di William Shockley, John Bardeen and Walter Brattain (insigniti del Premio Nobel nel 1956), il transistor ha segnato una profonda svolta nella realizzazione di circuiti elettronici, ponendo le basi per tutti i dispositivi amplificatori. Sebbene sostituito, in tempi moderni, da dispositivi con caratteristiche più avanzate, il suo funzionamento è molto utile per comprendere molti circuiti che lo utilizzano e successivamente per apprezzare meglio i suoi successori. Rappresenta l'esempio più importante di dispositivo "attivo", cioè un componente che può amplificare producendo un segnale di uscita contenente maggior potenza di quello di ingresso. Spiegheremo il suo funzionamento senza addentrarci in giustificazioni di tipo fisico, ma solamente avvalendoci dell'ausilio del software Cadlogix, simulando alcuni semplici circuiti.

IL "FAMOSO" TRANSISTOR

Rappresenta l'esempio più importante di dispositivo "attivo", cioè un componente che può amplificare producendo un segnale di uscita contenente maggior potenza di quello di ingresso.

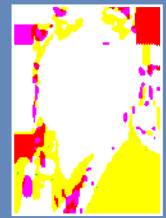
La potenza che si ricava in più è fornita da una sorgente di alimentazione esterna. Si noti che non è importante l'amplificazione di tensione che si ottiene, ma l'amplificazione di potenza, che rese il transistor così importante quando fu inventato.

Il transistor è l'ingrediente essenziale di ogni circuito elettronico, dal più semplice amplificatore od oscillatore fino al più sofisticato computer digitale. Senza il transistor non esisterebbe niente di ciò che possediamo oggi.

I circuiti integrati, che hanno ormai sostituito ampiamente i circuiti a componenti discreti, non sono altro che grossi intrecci di transistor realizzati su un singolo chip di semiconduttore.

La trattazione che faremo qui del transistor si differenzia da quella che troverete in altri testi. Solitamente si usano i parametri h per descrivere il comportamento del dispositivo per piccoli segnali; qui cercheremo di prescindere da questa tecnica, in quanto è abbastanza complicata e poco intuitiva.

Una notazione importante per i circuiti che seguiranno: il simbolo V_B indica il potenziale del punto B riferito al potenziale di massa, nullo; il simbolo V_{BE} indica la differenza di potenziale tra i punti B ed E ed è quindi equivalente alla differenza V_B-V_E.

di Riccardo Nicoletti
r.nicoletti@farelettronica.com

Il transistor bipolare

LA STRUTTURA BASE DI UN TRANSISTOR

Il transistor, o *transistore* che dir si voglia, nasce dall'evoluzione del diodo pn. È costituito infatti da due giunzioni pn affacciate (figura 1) che, una volta unite, danno origine a comportamenti che due diodi "brutalmente" collegati non fornirebbero mai. Tuttavia questa struttura ci aiuta a comprendere "grosso modo" come nasce un transistor. Ecco perché lo chiamano BJT, cioè *Bipolar Junction Transistor*, transistore a giunzione bipolare. Non possiamo spiegare adesso da cosa deriva il suo nome "transistor", non lo capiremmo.

Figura 1 *Due giunzioni pn affacciate*

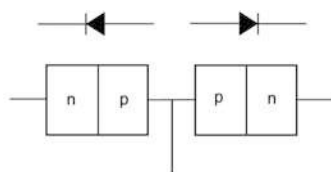



Figura 2 *La struttura interna di un transistore npn*

Le due giunzioni di figura 2, unite, danno origine ad una struttura di tipo npn, cioè formata da due zone di semiconduttore drogato n ed una di tipo p (figura 3).
Se unissimo le due giunzioni col verso opposto otterremmo una struttura pnp. Riferiamoci alla struttura npn, poiché rappresenta il tipo di transistor più utilizzato per scopi generici.
A questo punto del discorso molti testi e corsi universitari richiederebbero del tempo (anche alcuni mesi!) per descrivere in dettaglio l'importante parte fisica che regola l'affascinante comportamento del dispositivo; tralasciamo, per ovvi motivi di tempo e di spazio questa trattazione, rimandando i più volenterosi agli ottimi testi riportati in bibliografia.

Quindi, quando parliamo di transistor, dobbiamo specificare se è di tipo npn o pnp. I simboli grafici ci vengono in aiuto (figura 4).

Il simbolo grafico del transistor è quello di un cerchio dal quale escono tre terminali, contrassegnati con le lettere E-B-C. Non sempre queste lettere sono presenti sul simbolo, in quanto i tre terminali sono facilmente riconoscibili:

- Il terminale **EMETTITORE** (E) ha sempre una freccia rivolta verso l'interno (nei pnp) o verso l'esterno (negli npn); la freccia indica il verso di scorrimento della corrente.
- Il terminale **COLLETTORE** (C) non ha alcuna freccia.
- Il terminale **BASE** (B) è rappresentato da una barretta non inclinata e di spessore maggiore delle altre.

Figura 3 *Struttura interna di un transistor di tipo npn*

Figura 4 *A sinistra il simbolo di un transistor npn, a destra quello di un pnp*

Il componente è disponibile in commercio con vari contenitori, a seconda della massima potenza dissipabile e del suo utilizzo. Alcuni dei contenitori più comuni (figura 5) sono il TO-39, il TO-3 (metallici per piccole e medie potenze) e il TO-92 (plastico). I transistori si trovano in commercio in una grande varietà di contenitori, a seconda dell'uso e della massima potenza dissipabile. Non sempre è immediato riconoscere ciascun terminale guardando il transistor, pertanto i costruttori adottando alcuni accorgimenti per evitare ambiguità.

Se si osserva il contenitore da sotto (cioè dal lato da cui escono i piedini) esiste sempre un riferimento. Ad esempio, nei transistori in contenitore plastico la base del corpo è a forma di semicerchio, mentre in quelli con involucro metallico è presente un'aletta che indica l'emettitore.
Imparerete a riconoscere i tre terminali con un minimo di esperienza (ne potete anche bruciare qualcuno, ma poi imparerete!).

IL TRANSISTOR COME AMPLIFICATORE DI CORRENTE

Il transistor è dunque un dispositivo a tre terminali, per il quale possiamo tracciare delle regole generali di funzionamento (le figure 6 e 7 ci aiutano a comprendere i versi delle correnti e le polarità delle tensioni per un transistor npn).

1. Il collettore C deve essere a potenziale superiore rispetto all'emettitore E; Il terminale collettore andrà in genere collegato alla tensione di alimentazione; questa tensione sarà di polarità positiva nei transistor npn, mentre sarà negativa per i pnp.
2. I circuiti base-emettitore e base-collettore si comportano come diodi; normalmente la giunzione base-emettitore è polarizzata direttamente, mentre quella base-collettore è polarizzata inversamente.
3. Qualunque transistor possiede dei valori massimi per I_C, I_B e V_{CE} che non possono essere superati (pena l'acquisto di un nuovo transistor!).
4. Se le regole 1-3 sono rispettate, si può dire che la corrente di collettore I_C rispetta la relazione $I_C = h_{FE}\ I_B = \beta\ I_B$, dove il parametro h_{FE} (chiamato anche "beta", β) è tipicamente pari a poche centinaia (va da 100 a 400). La corrente I_C fluisce verso l'emettitore, mentre la I_E esce da questo. La relazione che le lega è $I_E = I_C + I_B$. Attenzione che la corrente di collettore non è quella dovuta alla giunzione base-collettore, in quanto questa è polarizzata inversamente.

Figura 5 *Alcuni contenitori comuni per i transistori*

La regola 4 descrive l'utilizzo del BJT come *amplificatore di corrente*. Una piccola corrente di base I_B la ritroviamo amplificata sul collettore.

Ci preme sottolineare che h_{FE} non è un buon parametro per controllare l'amplificazione. Può variare spesso da poche decine a qualche centinaio, ed è fortemente dipendente dalla corrente di collettore, dalla tensione V_{CE} e dalla temperatura (si veda dopo). Evitiamo quindi di realizzare circuiti che dipendano da h_{FE}.

Figura 6 *Andamento delle correnti in un transistor di tipo npn*

Date una seconda occhiata alla regola numero 2. Non si può esagerare con la tensione tra base ed emettitore V_{BE}, in quanto essa fa aumentare esponenzialmente la corrente che entra in base, e quindi quella che fluisce nel collettore. Essa deve essere limitata tra 0.6 e 0.8 V.

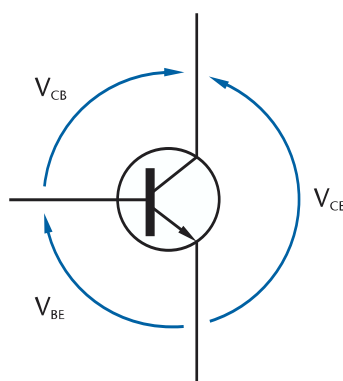



Figura 7 *Polarità delle tensioni per un transistor npn*

Nel normale funzionamento la tensione V_{BE} deve polarizzare direttamente la giunzione B-E, la giunzione C-B deve essere polarizzata inversamente, quindi V_{CB} deve essere positiva, e di conseguenza V_{CE} è sempre positiva ($V_{CE} = V_{BE} + V_{CB}$).

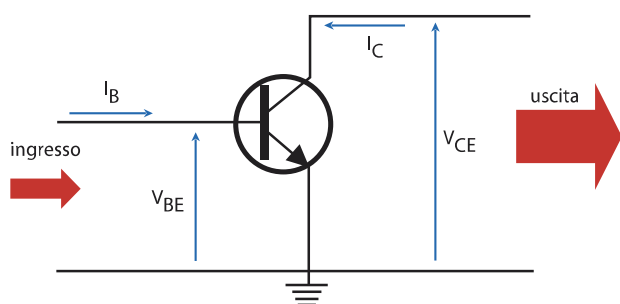



Figura 8 Circuito di ingresso e di uscita per un BJT ad emettitore comune

Questa situazione è riportata in figura 7 (la punta delle frecce indica il punto a potenziale superiore).

LE CARATTERISTICHE DEL TRANSISTOR

Le curve di ingresso e di uscita

Per la configurazione che stiamo analizzando, quella più utilizzata, con *emettitore comune*, il terminale di base del transistor è di controllo, e quindi rappresenta *l'ingresso del transistor*; i terminali di emettitore e collettore fanno invece parte dell'*uscita* del dispositivo (figura 8).

Le caratteristiche fornite da un costruttore di transistor sono pertanto due:

1. Una caratteristica di ingresso, che esprime l'andamento della corrente di base I_B in funzione della tensione applicata sulla base V_{BE}; questa è del tutto identica alla caratteristica di un diodo, in quanto la giunzione B-E si comporta proprio come un diodo. Spesso il Costruttore fornisce una caratteristica V_{BE}-I_C dalla quale si può ricavare I_B tramite h_{FE} (figura 9).

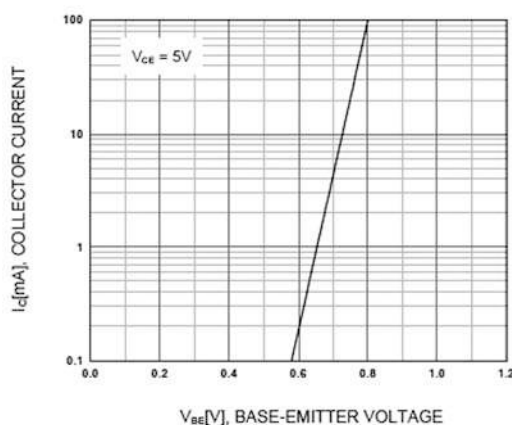



Figura 9 Caratteristiche di ingresso di un BJT di tipo BC237 (Fairchild Semiconductor)

2. Una famiglia di caratteristiche di uscita, singolarmente definite da un preciso valore di I_B; per ogni valore di I_B in uscita si ha una curva che esprime I_C in funzione di V_{CE} (figura 10).

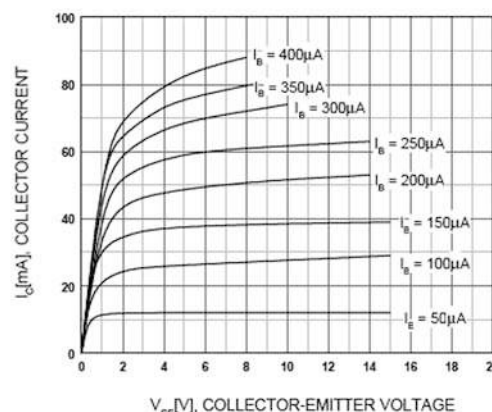



Figura 10 Caratteristiche di uscita di un BJT di tipo BC237 (Fairchild Semiconductor)

Detto questo, appare chiaro che il *punto di lavoro* di un transistor è fissato quando sono definiti i tre parametri I_B, I_C e V_{CE}.

È possibile utilizzare il simulatore Cadlogix per ricavare le caratteristiche di uscita di un BJT. Per far ciò si sfrutta la funzione DC Sweep all'interno di AnalogSim. Lo schema utilizzato è quello di figura 11, in cui un generatore di corrente eroga I_B, mentre un generatore di tensione fornisce V_{CE}. Nel pannello DC Sweep si seleziona la variazione per numero di punti per il generatore V_{CE} (figura 12), mentre la corrente IB viene incrementata ad intervalli di 1 μA.

Il risultato ottenuto per le caratteristiche di uscita è quello riportato in figura 13.
Il punto di lavoro del BJT è quel punto P delle caratteristiche individuato dai parametri elettrici che lo caratterizzano in quella situazione di lavoro

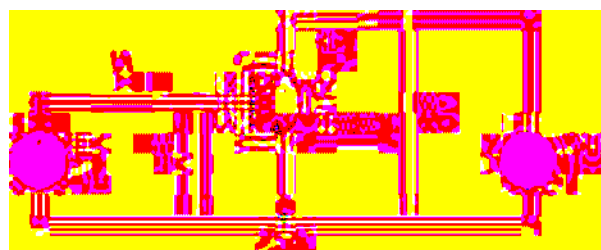



Figura 11 Circuito per ricavare le caratteristiche di uscita di un BJT con Cadlogix

(I_B, V_{CE0}, I_{C0} nella figura 14). Se ben progettato, il punto di lavoro non deve spostarsi durante il funzionamento del dispositivo. Sulle caratteristiche del transistor è possibile individuare tre zone di funzionamento (figura 15):

- Una zona *attiva*, nella quale occorre far funzionare il dispositivo per scopi di amplificazione; questa zona è individuata dalla polarizzazione diretta della giunzione B-E ed inversa della giunzione C-B.
- Una zona di *interdizione*, nella quale il dispositivo *si spegne* (I_B=0 e quindi I_C=0).
- Una zona di *saturazione*, situata nella zona sinistra dove le caratteristiche di uscita tendono a riunirsi; in questa zona si ha $V_{CE(sat)}$=0.2 V e $V_{BE(sat)}$=0.8 V.

Parametri elettrici di un BJT

Il datasheet di un transistor riporta tutti i parametri di cui avete bisogno per progettare un circuito a BJT. Diamo uno sguardo ai parametri elettrici principali.

V_{CB0}: tensione massima applicabile tra collettore e base con emettitore aperto (esempio: V_{CB0}= 50 V).

V_{CE0}: tensione massima applicabile tra collettore ed emettitore con base aperta e corrente di collettore specificata (es. V_{CE0}= 45 V). questa dà un'indicazione limite per la tensione di alimentazione V_{cc}.

V_{EB0}: è la massima tensione inversa applicabile tra base ed emettitore. Attenzione, è quella inversa! Questa limita l'ampiezza del segnale alternato che vogliamo amplificare, che non potrà mai essere superiore al doppio di V_{EB0}. Se ad esempio V_{EB0}= 5 V il segnale alternato da amplificare non potrà risultare superiore a 10 V (picco-picco).

I_C: indica la massima corrente di collettore che possiamo fa scorrere per un breve istante (es. I_C = 100 mA). Attenzione: non è un valore limite per la normale corrente di lavoro!

P_{tot}: indica la potenza massima dissipabile alla temperatura di 25 °C. di solito questa si riduce notevolmente a causa della temperatura di lavoro del dispositivo che è in genere superiore a 25 °C. (es. 250 mW).

h_{FE}: indica il rapporto che esiste tra la corrente di collettore e quella di base. Coincide praticamente col parametro β (beta). Se osservate un datasheet noterete che questo parametro presenta una dispersione molto elevata, per esempio viene indicato compreso tra 100 e 400.

Figura 12 *Pannello DC Sweep*

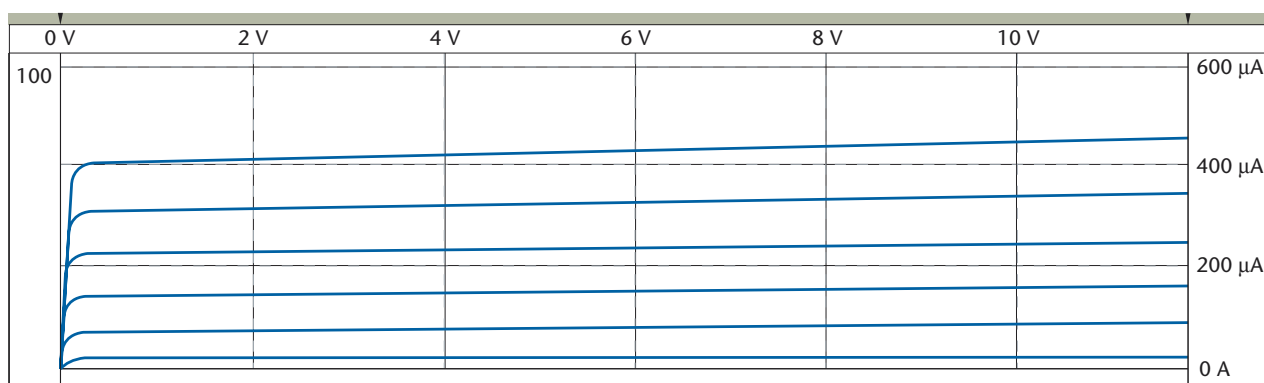



Figura 13 *Caratteristiche di uscita del 2N2222 ottenute col simulatore*

Questo significa che, se prendete tre transistor dello stesso costruttore, non dovrete meravigliarvi se il primo possiede h_{FE}=110, il secondo h_{FE}=200 ed il terzo h_{FE}=350. I datasheet contengono in genere le curve che mostrano la variazione di h_{FE} con la temperatura e con I_C.

Il *guadagno statico di corrente* (h_{FE}) varia con I_C; in genere raggiunge un massimo e poi diminuisce al crescere di I_C (figura 16).
Per il BC237 questo parametro possiede un andamento praticamente piatto fino a un certo valore di I_C (figura 17).

Nel sito della Rivista troverete alcuni datasheet di transistori npn con i quali potrete divertirvi a rintracciare i parametri sopra descritti. Noterete inoltre come ciascun costruttore presenti curve differenti. Nel sito troverete disponibili i datasheet di alcuni transitori "general purpose" come ad esempio il BC237, il BC817, il BC182 e il 2N3903.

LA POLARIZZAZIONE DEL TRANSISTOR

Il punto di lavoro di un dispositivo a semicondut-

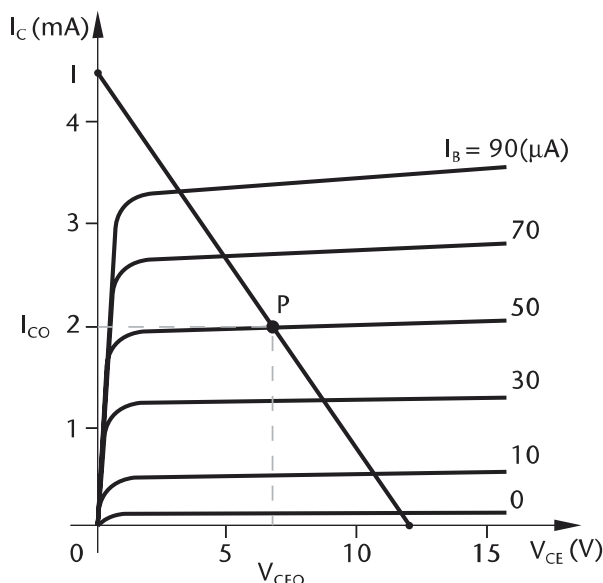



Figura 14 *Il punto di lavoro P è individuato dalla "retta di carico" sulle caratteristiche di uscita del dispositivo*

tore risente sensibilmente della variazione delle caratteristiche del dispositivo stesso. Abbiamo già evidenziato che in un semiconduttore la temperatura gioca un ruolo fondamentale, poiché tutti i parametri (ad esempio la conducibilità) dipendono fortemente da questa grandezza. In secondo luogo, quando si costruisce un dispositivo a semiconduttore, non tutti gli esemplari che recano la stessa sigla possiedono caratteristiche identiche, ma si riscontra una certa *dispersione*. Di questi due fattori si cerca di tenere conto quando si progetta un circuito con dispositivi a semiconduttore e si definiscono dei parametri utili per verificare l'attitudine del circuito a non risentire di:

- Dispersione delle caratteristiche elettriche (che influenza particolarmente il parametro h_{FE}).
- Influenza della temperatura (di cui risentono I_{CB0}, h_{FE} e V_{BE}).

Figura 15 *Le tre zone di funzionamento di un BJT*

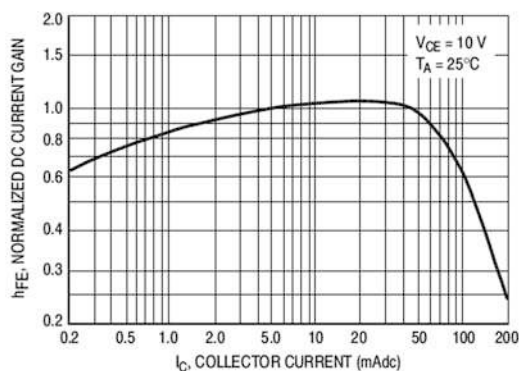



Figura 16 *Andamento di h_{FE} in funzione di I_C per il transistor BC182 (ON Semiconductor)*

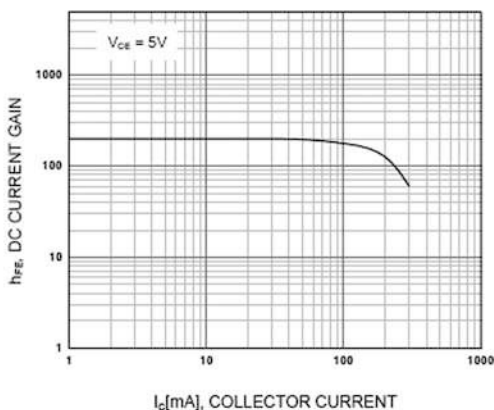



Figura 17 *Andamento di h_{FE} in funzione di I_C per il BC237*

In questa sede non affronteremo il problema della stabilizzazione, ma ci limiteremo a dare delle linee di progetto per un circuito con BJT ad emettitore comune, rimandando le problematiche di stabilizzazione a testi specializzati.

Un semplice circuito di polarizzazione

Il circuito riportato in figura 18 consente di polarizzare il transistor mediante la sola resistenza R_B che provvede alla polarizzazione della base, rispetto all'emettitore che è collegato a massa. In assenza di corrente di base, la corrente di collettore è nulla. Per ottenere attività elettrica sul circuito di uscita occorre dunque applicare un certo potenziale sul terminale di base in modo da polarizzare direttamente la giunzione B-E. Tale tensione si chiama *"tensione di polarizzazione di base"*. La batteria da 9V, tramite la resistenza R_C, fornisce la corretta tensione V_{CE} al circuito di uscita.
La corrente di base vale

$$I_B = \frac{V_{cc} - V_{BE}}{R_B} = \frac{9V - 0{,}65V}{82k} \approx 100\mu A$$

la corrente I_C che si ricava dal simulatore vale

$$I_C = 29.7 \text{ mA}$$

e quindi

$$\beta = \frac{I_c}{I_B} = \frac{29{,}7mA}{100\mu A} = 298$$

UN SEMPLICE AMPLIFICATORE AD EMETTITORE COMUNE

Il circuito di autopolarizzazione

Un circuito molto utilizzato, non solo nella configurazione ad emettitore comune, che consente tra le altre cose di effettuare quella *"stabilizzazione"* di cui parlavamo prima, è quello che utilizza quattro resistori R_1,R_2, R_C ed R_E riportato in figura 19.

CS 3.0

Software per progettare i Circuiti Stampati

Solo 25,49 Euro

Diamo alcune regole generali di progetto e progettiamo insieme un circuito successivamente. Ci preme sottolineare che queste *"regole"* sono del tutto generali; provate a realizzare dei circuiti e verificate il corretto funzionamento con l'aiuto del simulatore Cadlogix (un tester a portata di mano potrebbe comunque aiutarvi!). Occhio al vostro alimentatore: non esagerate con i valori di V_{cc}, mantenevi intorno ai 9V per potervi divertire in piena sicurezza!

Per procedere al progetto di un semplice circuito di autopolarizzazione per uno stadio amplificatore ad emettitore comune, dobbiamo partire conoscendo tre parametri:

- Il valore V_{cc} della tensione di alimentazione.
- Il valore del guadagno statico h_{FE} del transistor.
- Il guadagno in tensione A_v che vogliamo ottenere dallo stadio amplificatore.

Supponiamo di disporre di questi valori:

V_{cc} = 12V
h_{FE} = 110
A_v = 10

Attenzione: come si può fare se occorre un guadagno pari a 100? Non conviene mai progettare stadi con guadagni troppo elevati, per non incorrere nel rischio di ottenere una tensione di uscita "tosata" dalla limitata tensione di alimentazione. È buona norma ricorrere all'uso di più stadi in cascata, ciascuno con guadagno limitato. Poiché i guadagni di stadi in cascata si moltiplicano, per ottenere un guadagno complessivo di 100 sono sufficienti due stadi che guadagnano 10. Limitando il guadagno di ciascuno stadio si ottengono vantaggi pregevoli: si evitano distorsioni, si riduce il fruscio in uscita e si evitano oscillazioni che si possono auto-innescare portando agli estremi i parametri del BJT, si evita che il dispositivo si riscaldi troppo con conseguente degrado delle sue prestazioni e, infine, non si riduce la banda passante del dispositivo. Questi semplici amplificatori trovano spesso uso come stadi preamplificatori in un più complesso amplificatore audio.

Calcolo della resistenza R_C

In genere il resistore R_C dipende dal valore della resistenza di carico R_L dello stadio. Il resistore R_C viene in genere preso con valore pari a 1/5 del valore di R_L.

Calcolo di R_E

Il guadagno dello stadio amplificatore è praticamente (con buona approssimazione e omettendo il segno) dato da

$$A_V = \frac{R_C}{R_E}$$

quindi per ottenere un guadagno pari a 10, conoscendo R_C è facile ricavare

$$R_E = \frac{R_C}{A_V}$$

Calcolo di I_C

In prima approssimazione si ha:

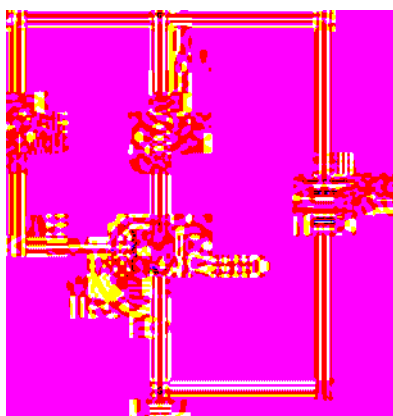



Figura 18 Circuito con polarizzazione della base tramite resistore R_B

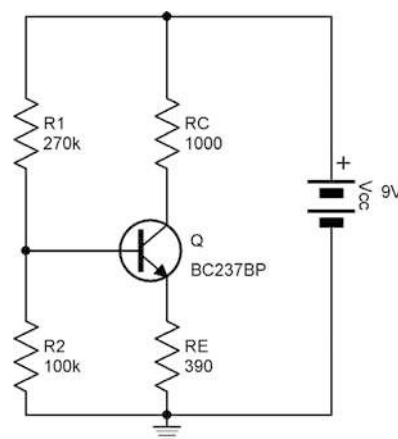



Figura 19 Un esempio di circuito di autopolarizzazione

$$I_C = \frac{V_{cc} - V_{CE}}{R_C + R_E}$$

e se si assume $V_{CE}=V_{cc}/2$ si ha:

$$I_C = \frac{\frac{V_{cc}}{2}}{R_C + R_E}$$

Calcolo R_2 ed R_1

Si impone che la corrente attraverso R_2 sia circa 1/10 della corrente I_C. (Un'altra regola pratica dimensiona il partitore resistivo R_1-R_2 assumendolo attraversato da una corrente pari a circa 5-10 volte superiore a quella di base).

La tensione ai capi di R_2 quando il BJT è polarizzato vale:

$$V_{R2} = R_E \times I_C + V_{BE}$$

quindi:

$$R_2 = \frac{R_E \times I_C + V_{BE}}{I_C} \times 10$$

ed infine si ricava:

$$R_1 = \frac{V_{CC} - (R_E \times I_C + V_{BE})}{I_C} \times 10$$

Un esempio di progetto

Vediamo come è possibile orientarsi in mezzo a tutte queste indicazioni. Supponiamo di voler realizzare uno stadio amplificatore ad emettitore comune, utilizzando un transistor BC237 e di voler ottenere un guadagno A_v=10.
Lo schema completo del circuito è quello mostrato in figura 20. In realtà lo schema presentato prende il nome di *doppio-carico*, in quanto sia la resistenza R_E sia la R_C non sono cortocircuitate da condensatori rispetto ai segnali alternati. Questo fatto non influenza la nostra trattazione, dato che questo schema ci serve per arrivare alla configurazione di emettitore comune finale.

Spendiamo due parole sullo schema. Come si vede dalla figura 21, lo schema dell'amplificatore deriva dal circuito di figura 19.
Il circuito di figura 19 era *"statico"*, cioè non conteneva *sorgenti di segnale*, ma solo la parte necessaria alla *polarizzazione* del BJT. Occorre *"qualcuno"* che fornisca il segnale da amplificare e *"qualcuno"* che ne usufruisca. Ecco dunque che il generatore V_{in} fornisce una sinusoide a 5 kHz in ingresso; questa sinusoide, tramite il condensatore C_{in} (che la lascia passare) arriva sulla base del BJT e può essere amplificata. Il condensatore C_{in} evita che le grandezze elettriche continue *"interferiscano"* col generatore V_{in}. Dall'altra parte occorre inserire un *"carico"* R_L che utilizzi il *segnale amplificato*; in questa configurazione R_L viene collegato al collettore, ma in altre situazioni si può collegare ad altri terminali. Il condensatore C_u evita che la tensione continua di polarizzazione V_C transiti sul carico R_L. I condensatori C_{in} e C_u *"disaccoppiano"* l'amplificatore in ingresso e in uscita.

Il carico è quindi dato dal resistore R_L= 47 kΩ, mentre il segnale è una sinusoide con frequenza f= 5kHz ed ampiezza V_M= 100 mV.

Figura 20 *Schema completo dello stadio amplificatore per il progetto*

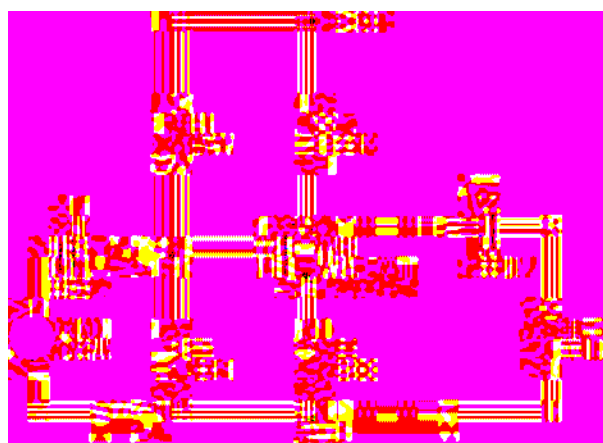



figura 21 *Ecco come deriva l'amplificatore di Figura 20 dal circuito di figura 19*

V_{cc} è fissata a 12V e dal datasheet del dispositivo vediamo che h_{FE}=200 entro un ampio intervallo di valori di I_C. Assumiamo una corrente di collettore I_C=1 mA, dato che il valore della resistenza di carico è abbastanza elevato.

Fissiamo $V_{CE}=V_{cc}/2$= 6V

Assumiamo di ripartire la tensione $V_{cc}-V_{CE}$= 6V in modo equo tra R_C ed R_E, cioè 3V ai capi di ciascuno.

Se V_{RE}=3 V

$$R_E = \frac{V_{RE}}{I_C} = \frac{3}{0{,}001} = 3000 = 3K\Omega$$

e, poiché non è un valore commerciale, prendiamo R_E= 2.7 kΩ.

Con questo valore per R_E, la tensione ai capi di R_C è 12-6-2.7 = 3.3 V (anziché 3V come supposto in precedenza). quindi:

R_C=3.3 kΩ.

Passiamo al circuito di ingresso.
Per ottenere in uscita una I_C= 1mA si deve avere una corrente di base pari a:

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{1mA}{200} = 5\mu A$$

Il partitore resistivo R_1-R_2 si può dimensionare assumendolo attraversato da una corrente pari a circa 5-10 volte superiore a quella di base.
Prendiamo ad esempio questa corrente 6 volte superiore a I_B.

Figura 22 *Schema dell'amplificatore per il progetto*

Essendo la tensione ai capi di R_2 pari a:

$$V_{R2} = V_E + V_{BE} = 2{,}7 + 0{,}6 = 3{,}3V$$

$$R_2 = \frac{V_{R2}}{6I_B} = \frac{3{,}3}{30} = 110k\Omega$$

per la quale il valore commerciale più prossimo è 100 kΩ.

La tensione ai capi di R_1 è $V_{cc}-V_{R2}$=12V – 3.3V=8.7V
Quindi:

$$R_1 = \frac{V_{R1}}{6I_B} = \frac{8{,}7}{30} = 290k\Omega$$

valore commerciale R_1= 270 kΩ (figura 22).

Il guadagno dello stadio in questo caso non è molto elevato:

$$A_V = \frac{R_C}{R_E} = \frac{3300}{2700} = 1{,}22$$

si veda la simulazione in figura 23.

Per migliorare Av si potrebbe aumentare il valore di R_E o diminuire quello di R_C, però così facendo si perturberebbe il punto di lavoro fissato.

Si ottiene una configurazione tipica ad emettitore comune inserendo un condensatore (generalmente elettrolitico) in parallelo alla resistenza R_E (figura 24).
Questo condensatore, di solito di valore fino a pochi microfarad, aumenta di circa 10 volte il guadagno dello stadio rispetto a quello calcolato. Il valore del condensatore deve essere tale da verificare:

$$C_e \geq \frac{10}{2\pi f R_E}$$

dove f è la frequenza di lavoro dello stadio; quindi nel nostro caso C_e= 100 nF è un valore accettabile.

Con il condensatore C_e il guadagno alla frequenza di lavoro può essere valutato considerando, anziché la sola resistenza R_E, il parallelo formato da R_E e dal modulo dell'impedenza Z_C del condensatore. In questo modo:

$$A_V = \frac{R_C}{R_E // Z_C}$$

Dal 15 Luglio
in tutte le edicole

da NON PERDERE!!

nel nostro caso si ottiene A_v=9.5 (si veda la simulazione in figura 25).

I condensatori di ingresso e di uscita

In tutti gli stadi sono presenti un condensatore di ingresso sulla base ed uno di uscita sul collettore. Questi due condensatori hanno questo scopo:

1. Il condensatore di ingresso serve per disaccoppiare la sorgente del segnale dallo stadio amplificatore.
2. Il condensatore di uscita separa un eventuale stadio successivo per quanto riguarda la componente continua; in questo modo le polarizzazioni dei due stadi non interferiscono.

Come si scelgono? Il valore del condensatore di ingresso C_{in} si ricava dalla formula:

$$C_{in} \geq \frac{1}{2\pi f\ (R_1\ //\ R_2)}$$

dove f è la frequenza di lavoro dello stadio; il condensatore di uscita C_u si dimensiona in modo che risulti:

$$C_u \geq \frac{1}{2\pi f R_L}$$

Vediamo cosa succede se si aumenta l'ampiezza del segnale di ingresso a 300 mV; il segnale di uscita risulta distorto (figura 26).

Suggerimento: partendo dallo schema di figura 24, divertitevi a modificare i valori dei componenti, cercando di supporre ciò che accadrà e verificandolo col simulatore.
Provate ad effettuare una nuova progettazione dello stadio amplificatore.

Altre configurazioni

Sebbene la configurazione ad emettitore comune sia la più utilizzata, per le sue peculiarità, il BJT offre altre due possibili configurazioni classiche. La prima è quella a *collettore comune*, nella quale il segnale di ingresso è applicato sulla base e quello di uscita è prelevato sull'emettitore (figura 27).
Questa configurazione presenta un guadagno in tensione praticamente unitario e viene quindi utilizzata come stadio separatore, sfruttando la sua elevata impedenza di ingresso e bassa impedenza di uscita.
Il segnale prelevato sull'emettitore è in fase con quello di ingresso.

Figura 23 *Simulazione ottenuto con Cadlogix per lo stadio di figura 22 – la curva superiore è Vin, quella inferiore è la tensione ai capi di R_L (Av=1.2)*

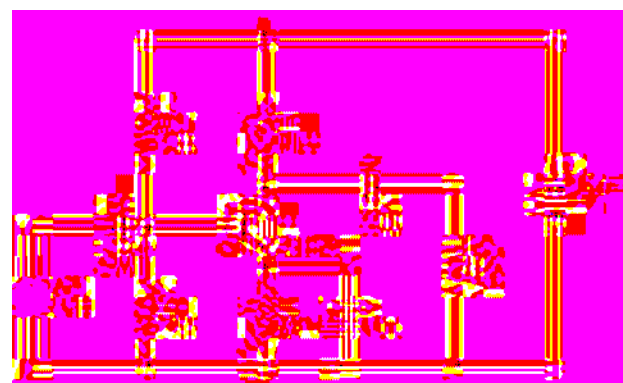



Figura 24 *Schema completo dello stadio amplificatore progettato*

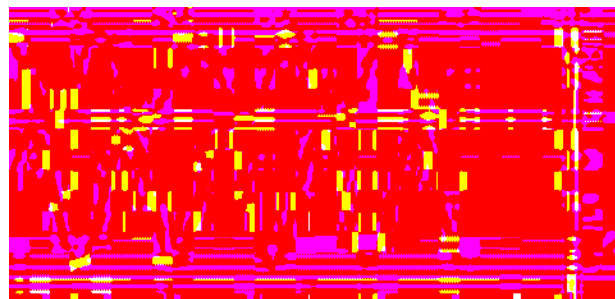



Figura 25 *Simulazione dello stadio amplificatore*

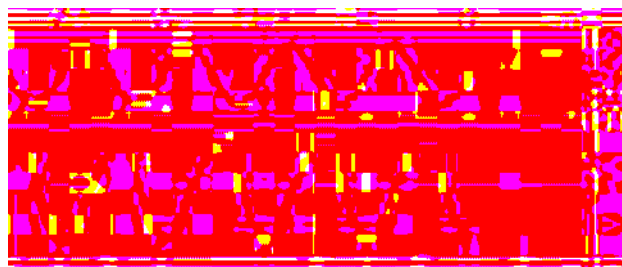



Figura 26 *Simulazione ottenuta aumentando l'ampiezza del segnale di ingresso; la curva sotto è il segnale ai capi di R_L*

Il circuito è noto col nome di *"inseguitore di emettitore"*.

	Emettitore comune	Collettore comune	Base comune
Guadagno in tensione	elevato	Circa unitario	Elevato
Guadagno in corrente	Medio	Medio	Circa unitario
Guadagno in potenza	elevato	Basso	Medio
Impedenza di ingresso	media	Elevata	Bassa
Impedenza di uscita	media	bassa	Elevata
Sfasamento in/out	si	no	No

Tabella 1 *Confronto tra le varie configurazioni di amplificatori a BJT*

La configurazione a *base comune* prevede l'ingresso del segnale sull'emettitore e l'uscita sul collettore (figura 28). L'amplificazione è abbastanza elevata ed il segnale di uscita è in fase con quello di ingresso. Non ha molte applicazioni, viene in genere usato per adattare generatori con impedenza interna molto bassa o per pilotare carichi ad alta impedenza.

Uso del BJT come interruttore

Il transistor può essere utilizzato come interruttore. Nell'elettronica digitale questo lo rende l'elemento base da cui creare tutti gli altri, ma vediamo un esempio analogico per il controllo di un relé. Nel circuito di figura 29 un generatore Vbase fornisce, tramite una resistenza di limitazione Rbase, una tensione variabile al terminale di BASE del BJT npn. La forma d'onda di questa tensione è tale da portare il BJT in conduzione per un certo intervallo di tempo per poi spegnerlo (figura 30).

Fino a quando il BJT è spento il relé non è attraversato da corrente e quindi il circuito che contiene il carico è aperto. Quando il BJT entra in conduzione nasce una corrente I_c (figura 30, grafico centrale) che "eccita" il relé e fa chiudere il circuito di carico. La resistenza *Rcarico* viene attraversata da corrente per un certo intervallo di tempo. Quando la tensione *Vbase* diminuisce, il BJT si spegne ed I_c smette di circolare. Il relé si "diseccita" ed apre il circuito di carico. Attenzione al ruolo del diodo D. Il

Perché fu chiamato transistor

Il termine fu coniato da J.R. Pierce, successivamente alla sua invenzione, unendo le due parole TRANsfer-reSISTOR.
Questo fu dovuto alla capacità del dispositivo di riportare in ingresso resistenze presenti in uscita e viceversa. Se studierete in modo approfondito le configurazioni degli amplificatori, utilizzando ad esempio i parametri h, dimostrerete analiticamente come questo possa verificarsi.

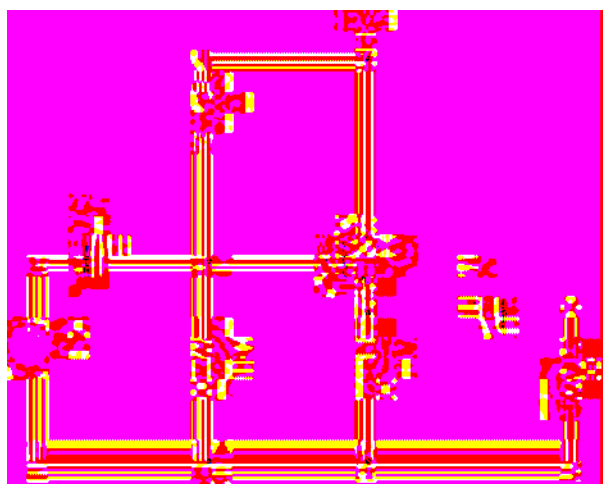



Figura 27 *Configurazione a collettore comune*

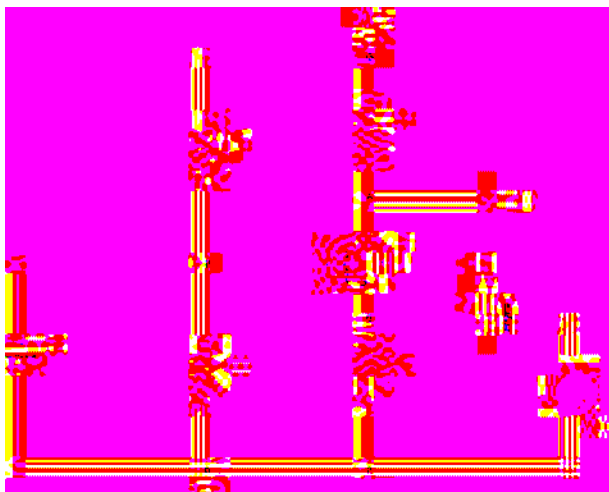



Figura 28 *Configurazione tipica a base comune*

diodo D si pone in parallelo ai carichi induttivi poiché questi, quando la corrente smette bruscamente di attraversarli, hanno bisogno di una via di fuga per la corrente residua (figura 31, grafico inferiore) dovuta all'energia immagazzinata. Se non ci fosse questa via di fuga l'induttore potrebbe esplodere.

Esercizio per i Lettori

L'amplificatore ad emettitore comune presentato in figura 32 è stato simulato con Cadlogix, ma il risultato che si è ottenuto non è affatto soddisfacente. Probabilmente c'è qualcosa di sbagliato nel progetto. Sapreste individuare cosa e porre un rimedio affinché l'amplificatore funzioni correttamente?

PROSSIMA PUNTATA

Incontreremo i fratelli del BJT: il JFET ed il MOSFET. Descriveremo per sommi capi il loro funzionamento, le loro caratteristiche e vedremo alcune semplici applicazioni.

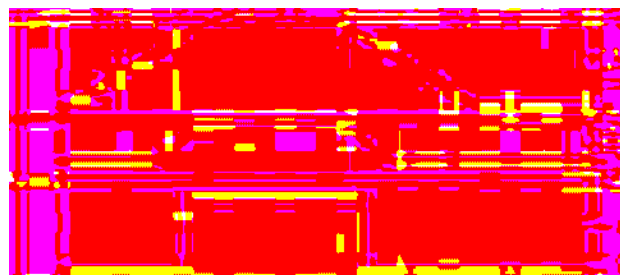



Figura 30 Simulazione – il grafico superiore rappresenta il segnale Vbase, quello inferiore la tensione ai capi del carico.

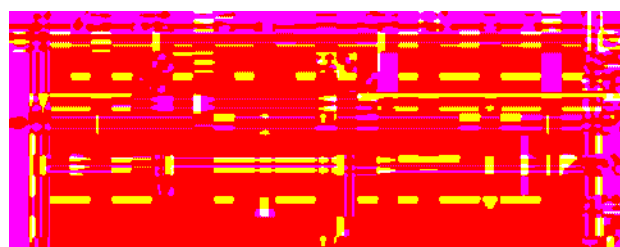



Figura 31 Simulazione del circuito di figura 29: in basso si noti il picco di corrente nel diodo conseguente all' apertura del relè

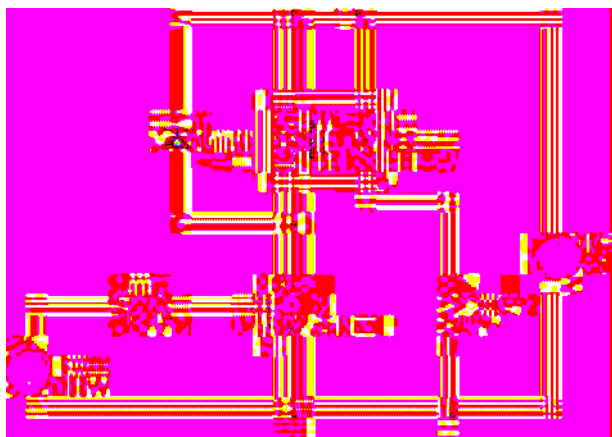



Figura 29 Controllo dell'alimentazione di un carico tramite relé comandato da un BJT

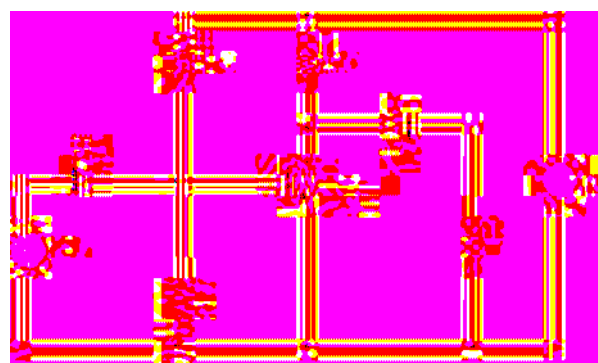



Figura 32 Amplificatore ad emettitore comune contenente un errore di progetto

Bibliografia

1. J. Millman, C. C. Halkias - "**Microelettronica**", Ed. Boringhieri, 1978, Torino.
2. M. Gasparini, D. Mirri - "**Dispositivi e circuiti elettronici**", Vol. I, III ed., Ed. Calderini, Bologna, 1983.
3. P. Horowitz, W. Hill - "**The Art of Electronics**", Cambridge University Press, II ed., 1989.
4. A. Montanari - "**Tecnologia delle costruzioni elettroniche**", Vol. II, Edizioni Cupido, 1983.
5. R. Giometti, F. Frascari - "**Elettrotecnica Elettronica Radiotecnica**", Vol. I, II ed. Ed. Calderini, Bologna, 1977 (è un vecchio testo per Scuole Superiori, ma apprezzabile per la sua sintesi).

Per i datasheet:

6. Philips Semiconductor - www.semiconductors.philips.com
7. ON Semiconductor - www.onsemi.com
8. Fairchild Semiconductor - www.fairchildsemi.com

Intelligenza artificiale

Come affrontare un problema di controllo se la sua complessità non permette o rende difficile l'utilizzo dei classici metodi matematici? Descrivere il suo funzionamento "a parole" può essere una buona soluzione! Come vedremo la Logica Fuzzy permette di fare questo (ed altro), ottenendo in molti casi delle ottime prestazioni con un minimo sforzo.

INTRODUZIONE

La logica classica, fin dai tempi di Aristotele, ha sempre avuto un ruolo fondamentale nella filosofia e nella scienza (soprattutto in occidente). La sua importanza risiede nel fatto che, oltre ad essere ritenuta formalmente "esatta" (in senso matematico), essa si presta bene a modellizzare sia la conoscenza, sia il ragionamento. Proprio questa idea portò ad esempio Boole a gettare le basi per l'algebra che ora porta il suo nome e che è alla base dell'elettronica digitale.
Tuttavia bisogna ammettere che l'assunzione secondo cui qualsiasi proposizione può essere soltanto "vera" o "falsa" risulta molto limitante quando si cerca di descrivere il mondo reale ed il suo funzionamento. Per esempio per descrivere il comportamento di un termostato con la logica classica si dovrebbe utilizzare la seguente proposizione: "se *Temperatura* = *95°C* è vero, allora *Riscaldamento* = *acceso* è falso".
Sarebbe più naturale ed intuitivo dire invece "se *Temperatura* = *alta*, allora *riscaldamento* = *spento*". I termini *"alta"* e *"spento"* hanno un significato più sfumato, meno preciso, ma riescono ugualmente, o addirittura meglio, a descrivere il comportamento voluto. L'idea che sta alla base della Logica Fuzzy (logica "sfumata"), è proprio quella di estendere la logica classica in modo da potere utilizzare delle variabili linguistiche "imprecise" e relazioni approssimate.
La Logica Fuzzy fu ideata da Lotfi Zadeh dell'Università di Berkeley in California, e si può fare risalire al suo primo articolo sugli "insiemi fuzzy", pubblicato nel 1965.
A questo seguirono moltissimi altri lavori, anche da parte di altri studiosi, che contribuirono a gettare le basi per questa nuova disciplina. La logica fuzzy si può utilizzare in maniera equivalente alla logica classica, è possibile quindi realizzare con essa sia delle basi di conoscenza (cioè dei sistemi che possono ragionare su fatti noti ed acquisiti, e trarre autonomamente delle conclusioni logiche), sia, sfruttando il fatto che essa fornisce valori continui e non "a scatti", dei controlli automatici di diverso genere basati su regole logiche intuitive piuttosto che su modelli matematici.
Proprio questo secondo tipo di applicazione ha avuto negli scorsi anni un certo successo, a causa della semplicità di messa a punto dei sistemi, anche nel caso di applicazioni complesse o difficilmente trattabili con le tecniche classiche di controllo.
Controlli fuzzy sono stati applicati con successo in molti campi dell'automobilismo (ABS, ESP, controllo di trazione, condizionamento…), nella robotica (controllo dei movimenti, pilotaggio automatico in retromarcia di veicoli articolati…), nel controllo di processi industriali complessi, e perfino in molti elettrodomestici di uso comune!

di Antonio Di Stefano
a.distefano@farelettronica.com

Introduzione alla logica Fuzzy

INSIEMI FUZZY

Per comprendere il funzionamento della logica fuzzy, cominciamo dall'inizio, considerando il semplice concetto di insieme. Immaginiamo di parlare della velocità di un'automobile in termini di insiemi classici, il nostro insieme sarà quindi composto da tutte le velocità possibili. Definiamo un sottoinsieme chiamato "velocità alta". Quali velocità appartengono al sottoinsieme "velocità alta"? Dovremo scegliere noi in modo rigido: ad esempio tutte le velocità sopra gli 110 Km/h appartengono al sottoinsieme, le altre non vi appartengono.

Consideriamo invece il caso di un insieme fuzzy. Usando una terminologia appropriata si dice che tutte le possibili velocità costituiscono il nostro *"universo del discorso"*. Definiamo lo stesso sottoinsieme "velocità alta" di prima. Dal momento che il nostro è un sottoinsieme fuzzy, questa volta tutte le velocità vi appartengono, ma ognuna con un proprio *"grado di appartenenza"*, esprimibile con un numero compreso tra 0 ed 1. In questo modo si potrebbe avere ad esempio che la velocità 20Km/h appartiene a "velocità alta" con grado di appartenenza di 0, invece 90Km/h ha un grado di appartenenza 0.75, mentre 150Km/h appartiene a "velocità alta" con un grado 1 (figura 1).

La curva che esprime questa relazione si chiama *"funzione di appartenenza"* (Membership Function). Queste curve hanno di solito forme triangolari, o trapezoidali.

È possibile definire più sottoinsiemi fuzzy, ed ogni elemento dell'universo del discorso può appartenere (in misura diversa) anche a più sottoinsiemi (figura 2). Come si può vedere ad esempio 80Km/h appartiene a "velocità alta" con una grado di 0.6 ed a "velocità media" con un grado di 0.4.

Così come per gli insiemi classici, anche per gli insiemi fuzzy è possibile definire le relazioni di *unione*, *intersezione* e *complemento*. L'unione tra due insiemi è definita come il massimo delle due funzioni di appartenenza (figura 3a), questa operazione equivale in termini logici all'operazione di OR. L'intersezione è definita come il minimo tra due funzioni di appartenenza, ed equivale all'operazione di AND (figura 3b). Il complemento è ottenuto sottraendo il valore della funzione di appartenenza ad 1, ed equivale al NOT logico (figura 3c). Queste definizioni sono quelle proposte da Zadeh e sono le più utilizzate, ma non sono le uniche possibili.

Come dovrebbe essere chiaro a questo punto, grazie a questi operatori è possibile valutare espressioni logiche qualsiasi in termini fuzzy! Non solo, tutti i postulati ed i teoremi della

Figura 1 *Membership function relativo a "velocità alta"*

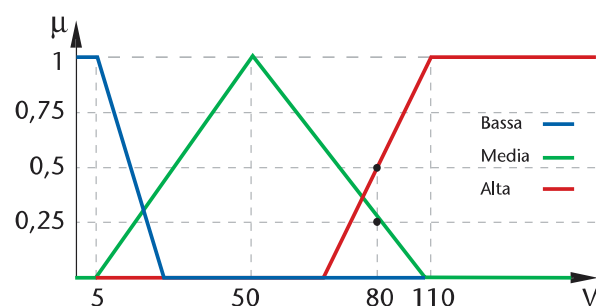



Figura 2 *Membership functions relative ai tre sottoinsiemi di velocità*

logica booleana sono applicabili direttamente anche agli insiemi fuzzy (da qui il concetto di "fuzzy logic").

CONTROLLORI FUZZY

Un controllore fuzzy si differenzia rispetto ad un controllore basato su tecniche di controllo tradizionali in quanto non utilizza un modello matematico del problema per svolgere il suo compito, ma si basa esclusivamente su un set di regole linguistiche, espresse in termini qualitativi. Gli ingressi, le uscite e le regole sono trattate come grandezze fuzzy, seguendo quindi i principi visti prima. L'intero processo può essere suddiviso in tre parti (figura 4): 1) fuzzification, 2) valutazione delle regole ed inferenza, e 3) *defuzzification.*

La fase di fuzzification consiste nel trasformare gli ingressi numerici in variabili fuzzy, cioè nell'associare a ciascun ingresso alcune variabili linguistiche e il rispettivo grado di appartenenza.

La fase di valutazione delle regole consiste nel verificare quali sono le regole verificate a partire degli ingressi ed in che misura, e nel ricavare le conclusioni, sempre in termini qualitativi.

La fase di defuzzification serve per ricondurre i gradi di verità fuzzy delle conclusioni in termini numerici, in modo da potere utilizzare la grandezza ricavata nel sistema fisico. Ovviamente le uscite che si otterranno dal controllore fuzzy saranno continue e graduali, e non di tipo on/off come quelle di un controllore simile basato su logica classica, e somiglieranno abbastanza a quelle fornite da un regolatore basato sulla teoria classica dei controlli automatici (va ricordato comunque che a differenza di questo un sistema fuzzy è non lineare!).

Per rendere più chiaro l'intero procedimento prendiamo in considerazione un esempio: immaginiamo di dovere realizzare un controllore fuzzy per scegliere la velocità di crociera migliore per un'automobile (indicata con V ed espressa in Km/h), in base alla condizione della strada S (utilizzando una scala da 0 a 15 che indica la quantità d'acqua sull'asfalto) ed del traffico T (numero di automobili nel tratto visibile di strada, da 0 a 15). Ad ogni grandezza possiamo pensare di associare 3 termini linguistici (cioè dei sottoinsiemi fuzzy), in particolare la condizione della strada può essere *"Buona"*, *"Discreta"*, o

μ
μ (A∪B) = max (μA, μB)
1
μ (A)
μ (B)
μ (A∪B)
Universo del discorso
a)

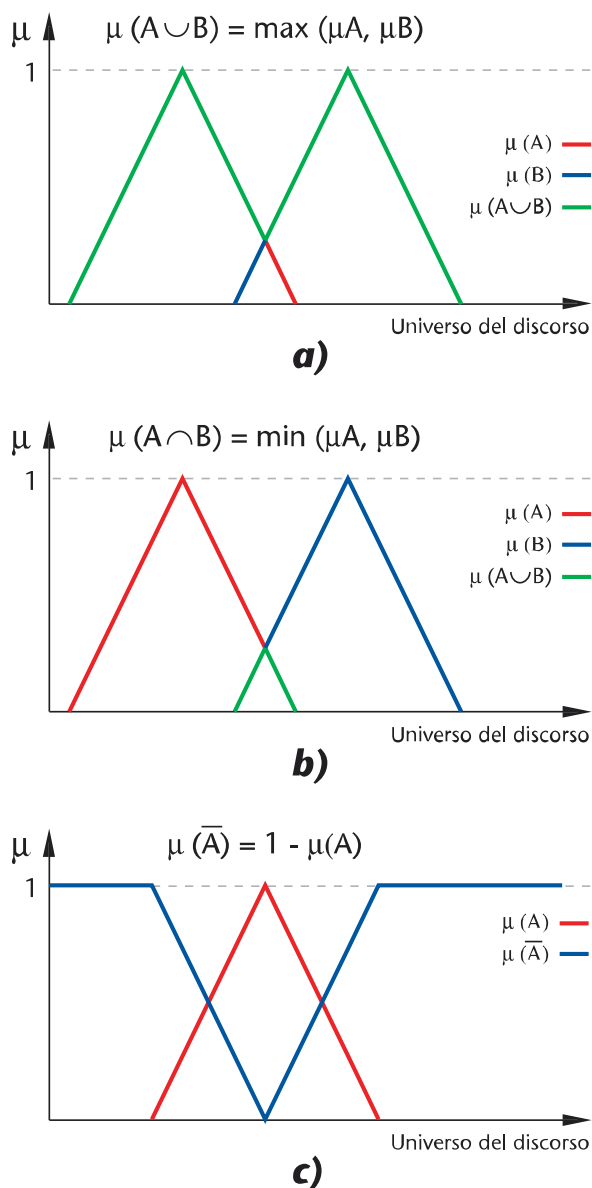



Figura 3 *Operazioni di a) unione, b) intersezione, c) complemento*

Figura 4 *Schema di un controllore fuzzy*

"Cattiva", il traffico può essere *"Pesante"*, *"Normale"*, o *"Leggero"*, mentre la velocità può essere *"Alta"*, *"Media"*, o *"Bassa"*. A ciascuno di questi termini linguistici è associata una funzione di appartenenza, così come visibile dalle figure 5a e 5b. La forma delle funzioni di appartenenza è stabilita in maniera empirica, in base all'esperienza del progettista o ad una buona dose di senso comune, e comunque non è critica.

Vediamo ora come funziona il processo di fuzzification. Supponiamo che i sensori ci forniscano i seguenti dati: condizioni della strada S=4, condizione del traffico T=8. Se calcoliamo i valori delle funzioni di appartenenza otteniamo che le condizioni della strada sono "buona" con una confidenza di 0.75 e "media" con una confidenza di 0.25. Il traffico invece risulterà "normale" con una confidenza di 0.5 e "pesante" con una confidenza di 0.5. Quindi le variabili fuzzy associate agli ingressi sono {0.75; 0.25; 0} per S, e {0; 0.5; 0.5} per T.

La fase successiva è quella di valutazione delle regole. Nonostante sia possibile esprimere queste con qualsiasi combinazione degli operatori logici, la forma più semplice e più utilizzata è quella del tipo IF…THEN in cui le condizioni sono espresse come una serie di AND tra gli ingressi. Nel caso dell'esempio alcune regole potrebbero essere le seguenti:

1. SE **S** è "**Buona**" E **T** è "**Leggero**"
   ALLORA **V** è "**Alta**"
2. SE **S** è "**Cattiva**" E **T** è "**Pesante**"
   ALLORA **V** è "**Bassa**"
3. SE **S** è "**Media**" E **T** è "**Normale**"
   ALLORA **V** è "**Media**"
4. SE **S** è "**Cattiva**" E **T** è "**Leggero**"
   ALLORA **V** è "**Bassa**"
5. SE **S** è "**Buona**" E **T** è "**Pesante**"
   ALLORA **V** è "**Bassa**"

Di solito non è necessario specificare tutte le possibili combinazioni delle variabili d'ingresso, perché il procedimento che permette di calcolare l'uscita esegue una sorta di interpolazione tra le regole fornite, oppure perché è noto che certe condizioni non si verificheranno mai nella realtà.

Normalmente le regole espresse in questa forma si rappresentano su una matrice, detta appunto *"rule matrix"*, che ne facilita la compi-

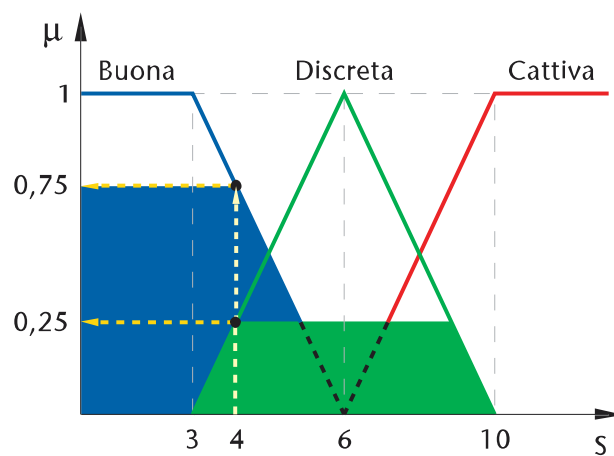
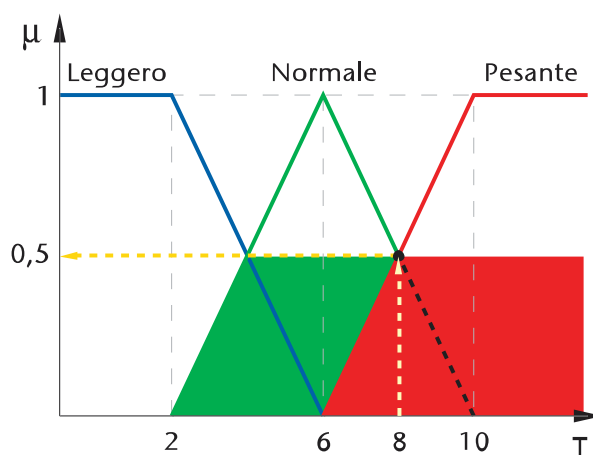
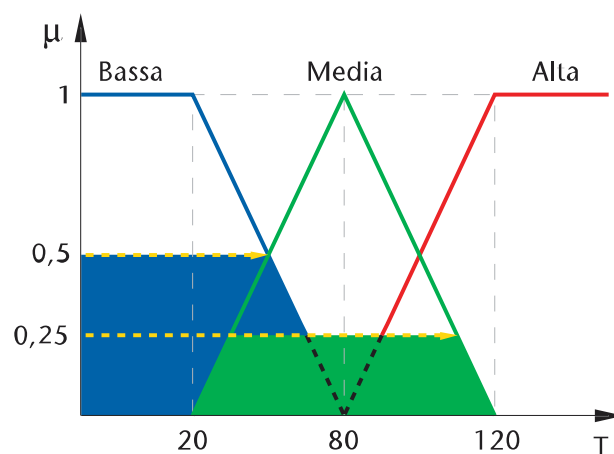



***Figura 5** Membership functions per gli insiemi considerati*

lazione, la documentabilità, e la modifica (tabella 1).

	S = "Buona"	S = "Media"	S = "Cattiva"
T = "Leggero"	V = "Alta"	-	V = "Bassa"
T = "Normale"	-	V = "Media"	-
T = "Pesante"	V = "Bassa"	-	V = "Bassa"

Tabella 1 Rule matrix del cruise control

Figura 6 Calcolo del centro di gravità relativo all'uscita V

Tutte le regole devono essere valutate. Per fare questo si sostituisce negli antecedenti (la parte a sinistra del THEN) a ciascun termine linguistico il rispettivo valore di appartenenza dell'ingresso corrispondente, e si valuta l'intensità ottenuta per il conseguente (parte a destra). L'implicazione, nella forma proposta da Mamdani, è espressa dalla seguente relazione:
A implica B = Min(A, B).

Come valutare quindi una regola? Semplice: prima si calcola l'AND tra gli antecedenti, che corrispondere a prendere quello di valore minimo, questo stesso valore di solito rappresenta il grado di appartenenza del termine conseguente.
Le regole valutate nel caso dei dati indicati prima sarebbero:

1. (0.75 AND 0) → Alta = 0
2. (0 AND 0.5) → Bassa = 0
3. (0.25 AND 0.5) → Media = 0.25
4. (0 AND 0.5) → Bassa = 0
5. (0.75 AND 0.5) → Bassa = 0.5

Quindi la velocità risultante in uscita, sotto forma di variabile fuzzy, ha un grado di appartenenza 0.25 per media e 0.5 per bassa (fig. 5c). Se ci fossero state più regole attive con lo stesso conseguente, sarebbe stato necessario combinarle in qualche modo.
I metodi più utilizzati consistono nel prendere solo quella col valore più alto (MAX), che corrisponde a considerare l'OR fuzzy delle uscite ottenute, nel fare la media aritmetica (AVERAGE), nel fare la somma pesata (SUMDOT), o nel calcolare la radice quadrata della somma dei quadrati (ROOT-SUM-SQUARE, RSS). Alcuni di questi metodi (soprattutto gli ultimi due) hanno il vantaggio di fare pesare di più un conseguente che viene indicato da più regole, però sono più pesanti computazionalmente.
A questo punto abbiamo un valore fuzzy per l'uscita V={0.5; 0.25; 0}, per ottenere da questo un valore numerico (chianato *"crisp value"*) occorre eseguire il passo di defuzzificazione. Il metodo in assoluto più utilizzato per fare questo è quello di calcolare il centro di massa *(Center Of Gravity)* delle aree ottenute dalla valutazione delle regole, come mostrato in figura 6. La formula utilizzata è la seguente:

Output=∑i(intensità-i*centro-i) / ∑i(intensità-i)

Nel caso dell'esempio si ha:

V = (0.25*80+0.5*20)/(0.25+0.5) = 40 Km/h

ULTERIORE ESEMPIO

Consideriamo una tipologia di controllore fuzzy molto utilizzata: un regolatore. In questo caso immaginiamo di avere a che fare con il regolatore di temperatura di un condizionatore. Il controllore deve regolare l'intensità del raffreddamento in modo da assicurare nella stanza la temperatura impostata.
Di solito in questo tipo di problemi si utilizza come variabile d'ingresso l'errore della grandezza d'interesse (e = temperatura impostata

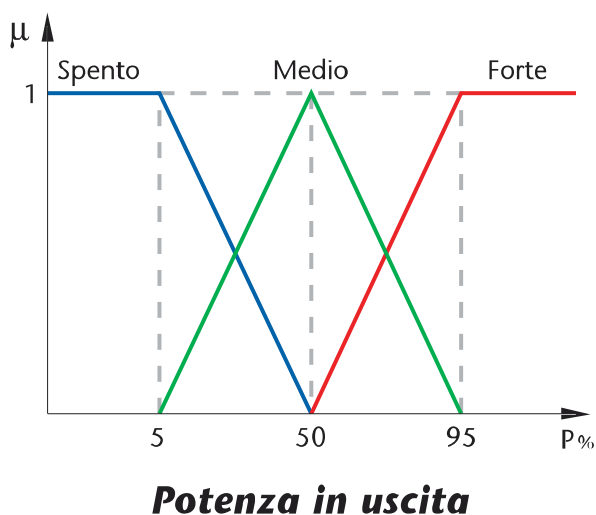
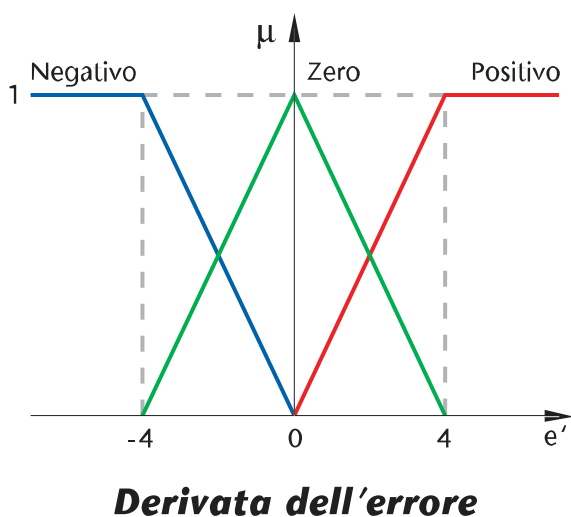
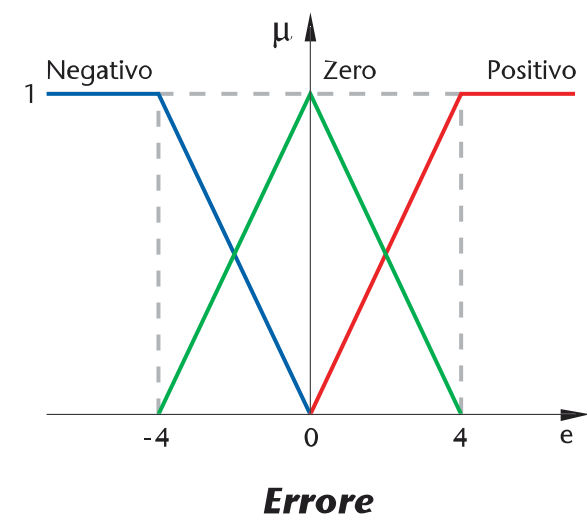



Figura 7 Funzioni di appartenenza per il controllo di temperatura

– temperatura attuale) e la sua derivata temporale (e' = de/dt ≈ e(t)-e(t-1)). In termini pratici la prima indica quanto ci troviamo distanti (ed in che direzione) dalla condizione voluta, la seconda indica se ed in che misura l'errore aumenta o diminuisce (e viene calcolata come errore attuale-errore al passo precedente). Definiti gli ingressi e le uscite, stabiliamo i termini linguistici che li caratterizzeranno. Per entrambi gli ingressi possiamo utilizzare i termini *"Negativo"* (troppo caldo/errore decrescente), *"Zero"*, *"Positivo"* (cioè troppo freddo/errore crescente).
Per la potenza in uscita P% utilizziamo i termini *"Spento"*, *"Medio"*, *"Forte"*. Le funzioni di appartenenza sono mostrate in figura 7. Mentre in figura 8 è mostrata un'interpretazione geometrica dei termini "errore" e "derivata dell'errore".

Le regole utilizzate possono essere le seguenti:

1. SE **e** è "**Negativo**" E **e'** è "**Positivo**" ALLORA **P%** è "**Forte**"
2. SE **e** è "**Positivo**" E **e'** è "**Negativo**" ALLORA **P%** è "**Spento**"
3. SE **e** è "**Negativo**" E **e'** è "**Zero**" ALLORA **P%** è "**Forte**"
4. SE **e** è "**Positivo**" E **e'** è "**Zero**" ALLORA **P%** è "**Spento**"
5. SE **e** è "**Zero**" E **e'** è "**Negativo**" ALLORA **P%** è "**Medio**"
6. SE **e** è "**Zero**" E **e'** è "**Positivo**" ALLORA **P%** è "**Spento**"

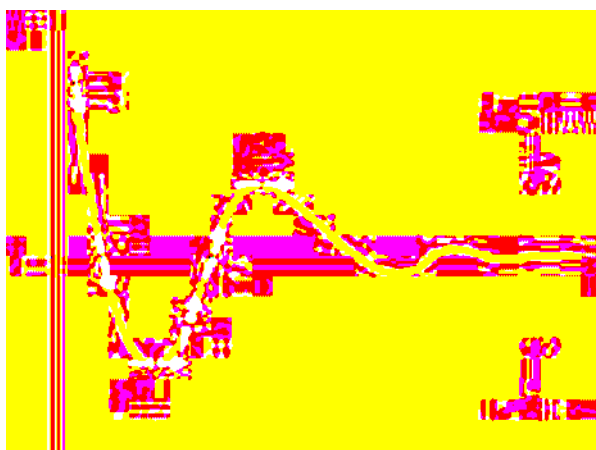



Figura 8 Interpretazione geometrica delle grandezze considerate

La valutazione delle regole e la fase di defuzzificazione si esegue come nell'esempio precedente. Se ad esempio l'errore vale –2°C e la derivata 1°C/s, allora la fase di fuzzificazione produrrebbe i valori {0.5; 0.5; 0} per l'errore (errore negativo/zero), e {0; 0.75; 0.25} per la derivata (zero/positiva). Valutando le regole si avrebbe:

1. (0.5 AND 0.25 → Forte = 0.25
2. (0 AND 0) → Spento = 0
3. (0.5 AND 0.75) → Forte = 0.5
4. (0 AND 0.75) → Spento = 0
5. (0.5 AND 0) → Medio = 0
6. (0.5 AND 0.25) → Spento = 0.25

Le uscite relative allo stesso termine linguistico vanno combinate, a tal scopo utilizziamo il criterio del massimo (MAX), ottenendo per "Forte" il valore 0.5 (utilizzando le altre tecniche si sarebbe ottenuto ad esempio 0.37 con la media, e 0.55 con l'RSS…). Applichiamo a questo punto il processo di defuzzificazione:

P% = (95*0.5 + 5*0.25)/(0.5+0.25) = 65

La potenza va quindi impostata al 65%.
Le prestazioni di questo controllore sono simili a quelle di un controllore tradizionale, per cui non è possibile apprezzare le potenzialità di questa tecnica, tuttavia per un sistema un po' più complesso, in cui per esempio oltre all'intensità di raffreddamento è possibile controllare anche l'intensità della ventilazione, si potrebbero utilizzare delle regole che tengono conto anche della condizione di "benessere" dell'utente legata alla combinazione di questi fattori. Chiaramente è molto più semplice ed efficace esprimere questa condizione con una serie di regole empiriche che non con un modello matematico.

CONCLUSIONI

Abbiamo visto che la logica fuzzy costituisce uno strumento molto utile per realizzare sistemi di controllo complessi, soprattutto nel caso di problemi in cui non si riesce o non è conveniente utilizzare modelli matematici.
Nel tempo non sono mancate critiche a questo approccio, una delle più frequenti è che i sistemi di controllo fuzzy non garantiscono la stabilità.
Questo può essere vero in alcuni casi, tuttavia in genere la consistenza logica delle regole e la loro precisa derivazione ed interpretazione fisica riescono ad evitare in qualche modo l'insorgere di instabilità. Questa paura, unita ad una poco diffusa conoscenza dell'argomento, ha storicamente limitato un pò il diffondersi di questa tecnica.
Un uso alternativo della logica fuzzy, rispetto a quello visto fino ad ora, è quello legato alla deduzione di informazioni.
Dopo la fase di fuzzification ad esempio, si dispone già di una descrizione linguistica della situazione rilevata dai sensori, mentre utilizzando anche le regole e l'inferenza è possibile perfino trarre delle conclusioni logiche circa la situazione rilevata. Questa capacità è utilizzata per realizzare dei sistemi esperti, o dei sistemi intelligenti in grado di capire "cosa succede" e pilotare adeguatamente dei controlli tradizionali.
Nelle prossima puntata torneremo a parlare di reti neurali, e ci occuperemo della progettazione e realizzazione di un sistema che le impiega nel suo normale funzionamento.

Bibliografia

1. Zadeh, L.A.: "**Fuzzy sets**". Information and Control, Vol. 8, 1965.
2. Constantin von Altrock: "**Fuzzy Logic in Automotive Engineering**", Circuit Cellar, n.88, Nov. 1997.
3. Constantin von Altrock: "**Practical Fuzzy-Logic Design**", Circuit Cellar, n.75, Ott. 1996.
4. Seattle Robotics Society: "**Fuzzy Logic Tutorial**", su Internet: *http://www.seattlerobotics.org/encoder/mar98/fuz/flindex.html*
5. **Programmers-heaven** web site: *http://www.programmersheaven.com/*

Costruire un generatore eolico partendo da zero

In questa seconda parte vedremo che per poter costruire un generatore eolico in casa, occorre semplificare il metodo di costruzione rispetto a quelli delle grandi fabbriche

ALLA RICERCA DI UN METODO SEMPLICE ED EFFICIENTE...

Molti appassionati di autocostruzione hanno creato su INTERNET una rete di scambio delle singole esperienze ed a questa rete noi abbiamo potuto attingere per il nostro progetto. Tutti gli appassionati fanno riferimento ad un pioniere scozzese, **Hugh Piggott** (*www.scoraigwind.com*) che, avendo scelto di vivere in una zona isolata senza strade e senza rete elettrica (penisola di Scoraig nel Nord-Ovest della Scozia), da oltre venti anni affina un suo sistema di autocostruzione di piccoli generatori eolici, disseminando poi le sue esperienze attraverso pubblicazioni e incontri tecnici in molti paesi del mondo (Costa Rica, Perù, Sri Lanka, Ghana, Stati Uniti, Francia, …). Ci siamo messi in contatto con Hugh Piggott attraverso la posta elettronica e, meraviglia…, egli ci ha prontamente risposto, ben felice di poterci offrire la sua assistenza in caso di bisogno. Gli spediamo via e-mail le foto e le descrizioni del nostro lavoro man mano che procede e attendiamo di leggere le sue osservazioni. Intendiamo costruire un generatore eolico ispirandoci ai metodi proposti da Piggott, ma riservandoci di introdurre delle nostre soluzioni, per poterci adattare ai materiali ed agli attrezzi a nostra disposizione.
Il generatore avrà l'aspetto sommariamente raffigurato in figura 3. Cercheremo di evitare l'uso della saldatrice per metalli (che non sappiamo usare) e assembleremo le varie parti servendoci di viti, di dadi e di rondelle.

Figura 3 Elementi essenziali del generatore

CARATTERISTICHE DEL GENERATORE

Il generatore vero e proprio è quella parte del sistema che trasforma in energia elettrica l'energia cinetica sottratta al vento dalle pale.
Il tutto deve essere robusto, durevole, facile da costruire, di basso costo e realizzabile con parti facilmente reperibili. Un generatore di tipo commerciale non è adatto al nostro scopo per i motivi che spieghiamo:

- Non è consigliabile utilizzare un alternatore per auto, perché questo comincia a produrre energia al di sopra di 1000 giri/minuto, mentre una turbina eolica gira al massimo a 400 giri/minuto. Occorrerebbe un moltiplicatore di giri, ma così si perde in rendimento e in semplicità.
- Non è consigliabile una dinamo, perché l'uso di spazzole striscianti ci costringerebbe ad una manutenzione periodica.
- È possibile modificare dei motori asincroni, riavvolgendo lo statore e fissando dei magneti sul rotore, ma si tratta di un lavoro lungo e non alla portata di tutti.

Costruiremo il generatore che ci è sembrato più

di Antonio Cecere
a.cecere@farelettronica.it

L'alternatore

semplice, quello denominato "**pancake**" ovvero "frittella" (il nome è dovuto al fatto che esso si presenta largo e sottile) e conosciuto più comunemente come **generatore a flusso assiale**. Si tratta di una forma particolare di **alternatore sincrono a magneti permanenti**, con flusso magnetico parallelo (e non radiale, come si usa comunemente) rispetto all'asse di rotazione. Pertanto d'ora in poi con il termine **generatore** indicheremo il sistema completo, e con il termine di **alternatore** la sola parte che converte l'energia meccanica in energia elettrica.

Il principio dell'alternatore è semplice e ben noto: muovendo un magnete rispetto ad un avvolgimento fisso, si crea in quest'ultimo un flusso magnetico variabile e si "induce" in esso una tensione. Facendo passare più magneti con polarità alternate vicino ad una bobina, genereremo in essa una tensione alternata.

Costruiremo un alternatore costituito da un **sandwich** di tre dischi: i due esterni, rotanti intorno al loro asse e solidali tra loro, faranno da supporto ad un certo numero di magneti e costituiranno una **coppia di rotori**, mentre quello interno, fisso, conterrà gli avvolgimenti e costituirà lo **statore**.

Le tre pale che abbiamo previsto saranno ancorate direttamente su uno dei due dischi esterni.

La scelta di utilizzare due dischi per i magneti è dovuta alla necessità di avere un valore più alto per il campo magnetico che attraversa gli avvolgimenti dello statore interposto.

Dovendo accoppiare l'alternatore a "presa diretta" con le pale del "mulino", esso dovrà funzionare a velocità di rotazione piuttosto bassa (tra 100 e 400 giri/minuto) e per ottenere questa caratteristica dobbiamo prevedere **molti poli**. In genere si scelgono da 8 a 12 poli per generatori come quello che vogliamo costruire, ma anche fino a 28 poli per generatori con potenza più alta.

L'alternatore dovrà essere montato, attraverso una staffa di fissaggio, su un supporto girevole che gli consenta di orientarsi col vento insieme

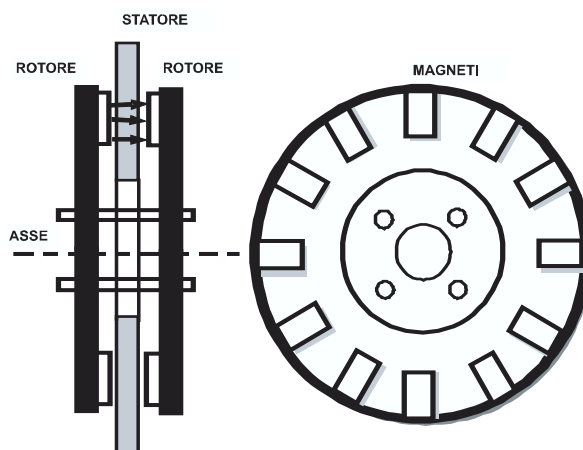



Figura 4 *Struttura di un alternatore "pancake", formato da tre elementi: due rotori ed uno statore*

alla pale intorno ad un asse verticale (asse di "imbardata"). Sulla stessa staffa sarà realizzato uno snodo per la "coda" di orientamento secondo il vento.

Precauzioni per la sicurezza

L'uso di attrezzi per la costruzione di un generatore presuppone che li si sappia usare in modo da non danneggiare né se stessi né gli altri. Ogni attrezzo deve essere usato secondo le raccomandazioni del costruttore. A seconda delle lavorazioni, l'hobbista deve scegliere il DPI (dispositivo di protezione individuale) appropriato: occhiali, guanti, elmetto, mascherina antipolvere, ecc. Occorre comunque sottolineare che l'attenzione ed il buon senso sono i primi ingredienti della sicurezza.

MATERIALI PARTICOLARI

Asse dell'alternatore.

Visto che le pale e l'alternatore devono girare alla stessa velocità, scegliamo un unico supporto rotante per entrambi. Il supporto deve essere economico, robusto, durevole, di facile reperibilità e

di facile assemblaggio. C'è un'idea che gli autocostruttori hanno universalmente adottato: utilizzare il **mozzo della ruota posteriore** di una automobile. Noi abbiamo reperito il mozzo di una Fiat UNO a pochi euro presso un demolitore e, con l'aiuto di un meccanico, lo abbiamo estratto dal freno a tamburo che lo conteneva e ne abbiamo tagliato la coda (vedi foto 2).

Foto 2 *Mozzo della ruota posteriore della FIAT UNO, estratto dal freno a tamburo*

Dischi di supporto per i magneti:

I magneti dell'alternatore devono essere montati su due dischi metallici. Esistono due soluzioni per dotarsi dei due dischi che ci servono: la prima, come suggerisce Piggott, è quella di ricavare dei dischi del diametro di 30 cm da una lamiera di acciaio dello spessore di 8 mm con l'aiuto di un cannello da taglio; la seconda è quella di utilizzare i **dischi dei freni** delle **ruote anteriori** delle automobili, facilmente reperibili a costo zero presso i meccanici che li sostituiscono per manutenzione. Noi abbiamo scelto quest'ultima soluzione (**due dischi** con diametro di 26 cm, provenienti da una Fiat PUNTO), perché tali dischi sono già perfettamente lavorati, equilibrati e forati per l'attacco diretto con il mozzo.

Foto 3 *Dischi per freni della FIAT PUNTO. Il disco a destra è stato lavorato al tornio per allargare il foro centrale a 77 mm. Questa lavorazione servirà per il montaggio del rotore posteriore sulla flangia del mozzo.*

Avvolgimenti

Gli avvolgimenti si devono presentare appiattiti e devono essere posizionati uniformemente come i petali di un fiore, per formare la "frittella" centrale del generatore con l'aiuto di una colata di resina. Per un alternatore a 24 V occorre del **filo di rame smaltato** con **Ø** = **1,06mm** (circa 3 Kg).

Magneti permanenti

La resa del generatore dipende dalla forza dei magneti. Pur potendo utilizzare magneti di materiali diversi, tutti oggi scelgono i magneti al neodimio: il loro maggior costo viene compensato dalle caratteristiche nettamente migliori, che permettono di avere generatori di grande potenza in piccole dimensioni. Noi abbiamo ordinato i magneti al neodimio presso la MPI (**www.mpi.com**) che li ha prodotti su misura per noi (30x46x10 mm – neodimio grado 40). Per realizzare dodici poli su due rotori servono **24 magneti**.

Avvertimenti per utilizzare i magneti

I magneti al neodimio sono eccezionalmente potenti, attraggono ogni oggetto metallico nelle vicinanze e possono cancellare carte di credito, videocassette, floppy disk ed ogni altro supporto magnetico. Inoltre hanno una tale attrazione che potrebbe essere difficile staccarli. Occorre fare attenzione a non avvicinare i rotori e a non mettere le dita tra di essi: l'attrazione tra i magneti potrebbe schiacciare le dita. Inoltre i magneti sono fragili: se cadono per terra si frantumano e generano schegge. Prima di iniziare il lavoro è meglio svuotare le tasche e togliere l'orologio dal polso.

Supporto di imbardata.

Il supporto girevole che permette all'alternatore di orientarsi con il vento (movimento di imbardata) è un semplice spezzone di tubo per acquedotto del diametro nominale di 2" (diametro esterno di 63 mm) della lunghezza di 30 cm, con un tappo filettato di chiusura ad una delle due estremità (vedi foto 14).

Cos'è l'imbardata?

Il termine tecnico "imbardata" (in inglese **yaw**) è di origine marinara ed aeronautica.
Raramente usato nel linguaggio comune, indica lo "sbandamento" rispetto ad un asse verticale. Le rotazioni rispetto ai due assi orizzontali vengono denominate "rollìo" e "beccheggio".

LAVORAZIONI

Staffa

La staffa è quella parte che sostiene l'alternatore e lo fissa meccanicamente al supporto girevole di imbardata. La staffa sostiene anche la coda di orientamento.
La staffa è costituita da una lamiera di acciaio dello spessore di 10 mm (potrebbe anche essere di 8 mm) larga 10 cm e lunga 50 cm.
Abbiamo sottoposto la staffa alle seguenti lavorazioni:

- Foratura secondo le indicazioni della figura 5.
- Piegatura di 35° come indicato, dopo aver inciso la lamiera per 4 mm per facilitare l'operazione.

Mozzo

Sul mozzo abbiamo eseguito le seguenti lavorazioni:

- Smontaggio del grosso dado che tiene insieme la parte mobile con la parte fissa e separazione delle due parti aiutandosi con un martello (foto 4).
- Taglio della "coda" della parte fissa (nel caso del mozzo della FIAT UNO) per mezzo di una smerigliatrice con disco per ferro (se non è stato fatto alla fornitura).
- Rettifica dei quattro fori più grandi della flangia, per eliminare la filettatura e per farci passare delle barre filettate M12, che hanno un passo di filettatura diverso da quello esistente.

Realizzazione dei rotori

La costruzione dei rotori consiste nel posizionare i magneti sui dischi, bloccandoli in una colata di resina. Le lavorazioni da noi eseguite per ordine sono le seguenti:

- Allargamento con il tornio del foro centrale di uno dei dischi fino al diametro di 77 mm (disco a destra nella foto 3) con una pronunciata svasatura all'interno.
- Eliminazione su entrambi i dischi del bordino interno ed esterno dovuto al consumo delle pastiglie, con la smerigliatrice o con il tornio.
- Posizionamento preciso dei magneti sui dischi con l'aiuto di una dima e primo fissaggio con un collante rapido (foto 6 e 7). Due magneti successivi sullo stesso disco devono avere polarità alternate e le polarità di magneti posti di fronte sui due dischi devono essere opposte (i magneti si devono attrarre). Questa operazione è laboriosa e delicata. I due dischi devono essere posti in luoghi distanti: se dovessero venire a contatto sarebbe estremamente difficile staccarli.
- Realizzazione di uno **stampo** per la resina con un pannello di truciolare 400 mm x 400 mm dello spessore di 20 mm mediante asportazione al centro di un cerchio del dia-

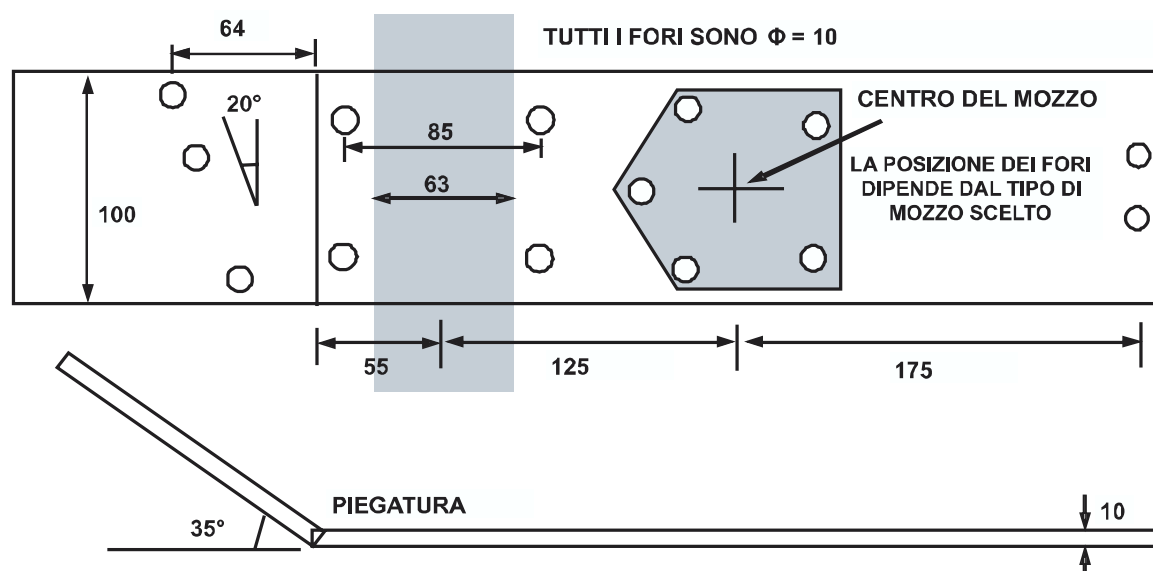



Figura 5 *Piano di foratura della staffa*

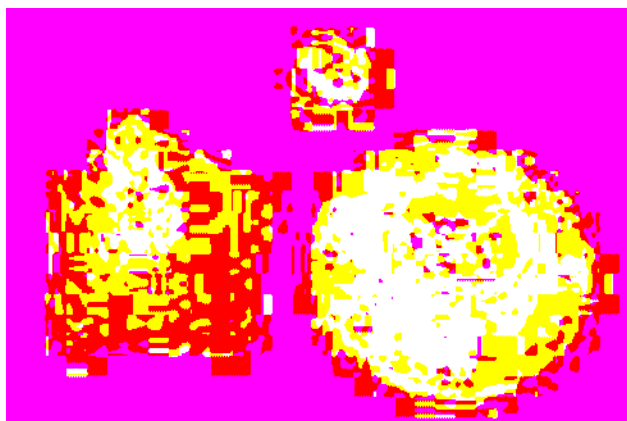



Foto 4 *Mozzo smontato nelle sue parti*

Foto 5 *Rettifica dei fori della flangia con eliminazione della filettatura esistente*

metro di 280 mm.
La base inferiore dello stampo si realizza con un pannello delle stesse dimensioni e con al centro un foro che faccia passare la base del disco. Riempimento delle imperfezioni con il silicone. Deposizione sul fondo e sul bordo esterno di un sottile strato di cera lucidante per mobili per facilitare il successivo distacco della resina indurita (vedi figura 6).

- Realizzazione sui dischi di una delimitazione interna per la resina, piegando a cerchio un foglio di carta vetrata molto spessa; sigillatura con il silicone di ogni possibile passaggio della resina. In alternativa è possibile usare un cerchio di compensato con spessore di 12 mm e diametro di 130 mm.
- Preparazione della resina (500 grammi) con aggiunta di catalizzatore (6 cc); miscelazione ed aggiunta di polvere di talco in quantità uguale alla resina (altri 500 grammi). Il talco ha la proprietà di rendere più compatta la resina dopo l'indurimento.
Aggiunta opzionale di pigmento. Riempimento degli spazi vuoti dello stampo con filamenti di lana di vetro.
Colata finale della resina nello stampo, coprendo i magneti con l'aiuto di un pennello (foto 8).
Se dovesse servire altra resina, la si deve preparare nelle stesse proporzioni.

Avvertimento: per maneggiare la resina occorrono alcune precauzioni. La resina genera una puzza asfissiante che si sparge nei dintorni e si attacca addosso per ore.
Si attacca alle mani e può far venire mal di testa; pertanto è consigliabile munirsi di mascherina per il naso, di guanti e di occhiali, oppure mescolare, versare e … scappare.
Seguendo gli esempi visti in Internet, dopo l'indurimento (che ha bisogno almeno di due ore) abbiamo distaccato senza forzature lo stampo e limato i bordi della resina.

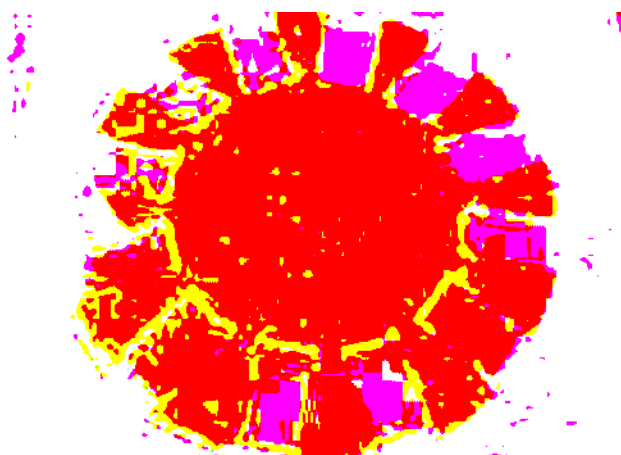



Foto 6 *Posizionamento dei magneti con alternanza delle polarità per mezzo di una dima di compensato*

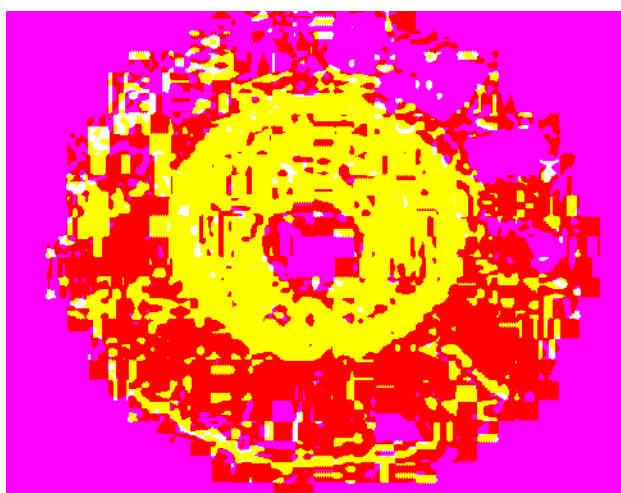



Foto 7 *Magneti posizionati sui dischi e bloccati con alcune gocce di collante rapido*

STAMPO RESINA CARTA VETRATA MAGNETI

DISCO

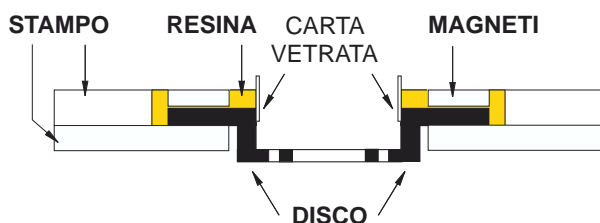



Figura 6 *Schema dello stampo per bloccare i magneti nella resina*

Foto 8 *Colata della resina nello stampo*

Realizzazione dello statore.

Queste sono le fasi della realizzazione:

1 Abbiamo realizzato 10 bobine avvolgendo 160 spire di filo smaltato (Ø =1,06 mm) mediante un avvolgitore appositamente realizzato dello spessore di 12 mm e dell'area trapezoidale come in figura 7.

2 Con l'aiuto di un pannello dello spessore di 13 mm (area di 600 mm x 600 mm) abbiamo preparato uno **stampo** per la resina di forma irregolare come mostrato in figura 8, dove è previsto lo spazio per le 10 bobine, per quattro punti di ancoraggio e per un'isola in rilievo al centro (Ø = 120 mm) che crea un vuoto per le barre filettate.
Lo stampo è a tre strati: il fondo ed il coperchio sono realizzati con pannelli interi di truciolato 600x600 mm e spessore indicativo di 2 cm. Abbiamo colmato tutte le imperfezioni con il silicone.
Anche in questo stampo abbiamo spruzzato un sottile strato di cera per mobili per facilitare il distacco della resina alla fine del lavoro (si può anche usare la cera lucidante in barattolo oppure grasso). Lo strato di cera è molto importante perché se questo manca, avendo la resina una forte adesività, si corre il rischio di dover rompere la "frittella" degli avvolgimenti per estrarla dallo stampo (a noi è successo, vedi foto 9).

3 Per prova abbiamo posizionato come dei petali le 10 bobine all'interno della forma (attenzione: predisporre il principio e la fine di ogni avvolgimento sempre con lo stesso orientamento rispetto al centro stella). L'inizio di ogni bobina lo abbiamo saldato al "centro-stella", consistente in un anello di filo posto verso l'interno della forma. La fine di ogni bobina la abbiamo prolungata con cordina isolata di rame (S=1 mm^2) della lunghezza di 60 cm. Ogni cordina esce dallo stampo attraverso l'apposita nicchia prevista in esso. Abbiamo previsto una cordina di diverso colore per il centro-stella.

4. Abbiamo versato la resina che serve (500 grammi) in un barattolo vuoto, aggiunto 6 cc di catalizzatore e mescolato; poi abbiamo aggiunto polvere di talco in quantità uguale alla resina (altri 500 grammi), alcune gocce di pigmento colorato (opzionale) e rimescolato. Abbiamo posto sul fondo un foglio di fibra di vetro e abbiamo versato una piccola parte della resina così preparata. Poi abbiamo posi-

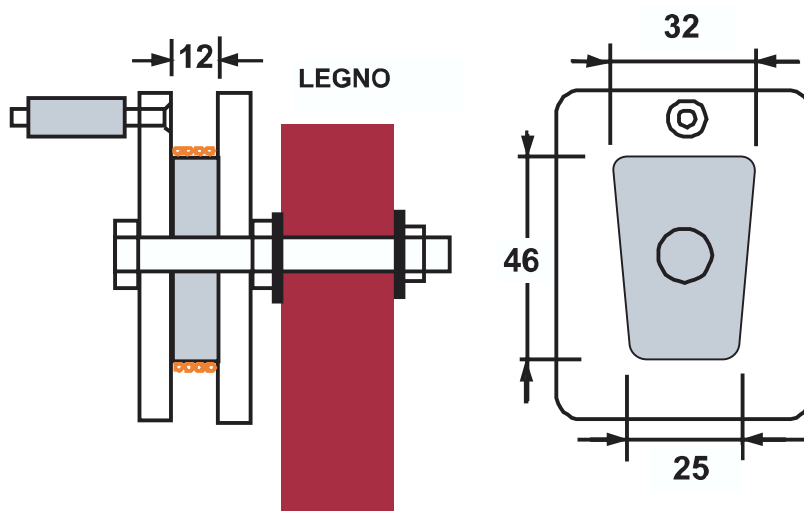



Figura 7 *Schema per realizzare un avvolgitore per bobine dello spessore di 12 mm*

SE L'ELETTRONICA È LA TUA PASSIONE
GLI INDIRIZZI DEI G.B.C. *Store* DI TUTTA ITALIA
TI SARANNO SICURAMENTE UTILI...

zionato gli avvolgimenti e versato sopra il resto della resina fino al riempimento completo dello stampo. Abbiamo preparato altra resina per il completamento, rispettando le stesse proporzioni. Abbiamo infine posizionato il coperchio, che abbiamo avvitato e morsettato in più punti, per avere uno spessore uniforme dello statore.

5. Abbiamo lasciato indurire per una notte e poi abbiamo estratto lo statore già formato dallo stampo.
Con la carta vetrata e con la smerigliatrice abbiamo arrotondato i bordi taglienti della resina.

ASSEMBLAGGIO

Dopo aver preparato le varie parti, siamo passati all'assemblaggio dell'alternatore.

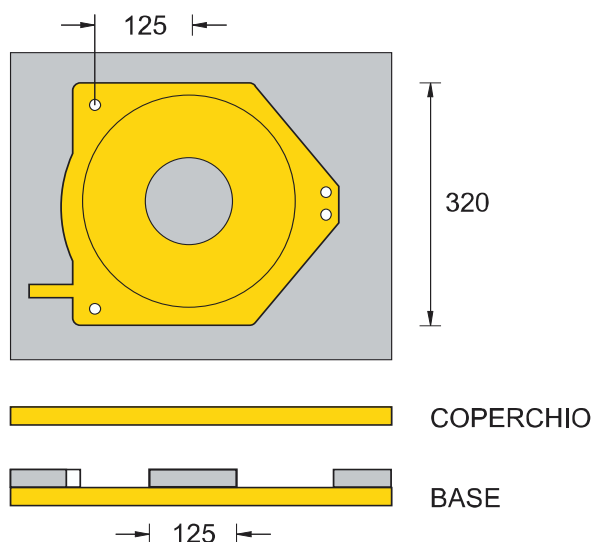



Figura 8 *Forma dello stampo per lo statore*

Foto 9 *Statore rotto nell'estrazione dallo stampo: non era stata messa la cera per il distacco*

1. Abbiamo montato la staffa sul supporto girevole di imbardata (Ø =63 mm), con l'aiuto di 2 piastrine forate adatte al montaggio di antenne satellitari, di 4 viti M10 (L = 10 cm) e di relativi dadi e rondelle.
Abbiamo montato la parte fissa del mozzo sulla staffa servendoci di 5 viti M8 (L = 5 cm), con l'accortezza di inserire tra la parte bassa del mozzo e la staffa 3 rondelle per realizzare un'angolazione tra 2 gradi e 4 gradi, utile ad allontanare le pale dal sostegno (figura 9).
2. Abbiamo montato il rotore posteriore (quello con il foro centrale allargato) **dietro la flangia** del mozzo con 4 barre filettate M12 lunghe 25 cm e relativi dadi e rondelle. Abbiamo rimontato la flangia sulla parte fissa del mozzo e riavvitato il grosso dado centrale fino al blocco (foto 15).
3. Per fissare lo statore abbiamo forato la resina del rotore nei quattro punti previsti (vedi figure 8 e 10): poi con due spezzoni di barra filettata da 8 mm, passanti nei due fori ravvicinati, abbiamo connesso lo statore con la staffa. Attraverso gli altri due fori abbiamo fissato lo statore sul supporto girevole di imbardata, utilizzando due collari per tubo da 2" dotati di bullone saldato da 8 mm (foto 16). Dopo aver avvicinato lo statore al rotore posteriore, abbiamo controllato che quest'ultimo girasse liberamente.
4. Abbiamo montato il secondo rotore infilandolo sulle stesse barre filettate del primo e regolando la distanza tra i due rotori con la rotazione manuale delle viti. Per ridurre il traferro (spazio di aria tra due magneti affac-

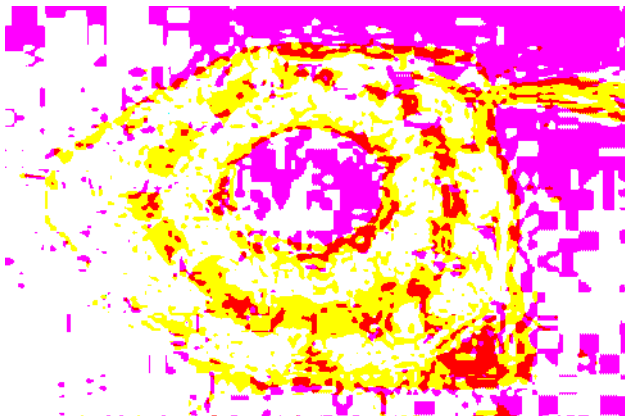



Foto 10 *Prova di disposizione degli avvolgimenti nello stampo. Collegamento del centro-stella. Prolungamento di ogni fine-bobina con cordine isolate di rame S=1,5 mmq*

ciati), i due rotori devono essere il più possibile vicini, senza però strisciare sullo statore interposto (foto 17 e figura 11).
Anche questa è un'operazione laboriosa e delicata, a causa della forte attrazione tra i due dischi. È consigliabile autocostruirsi un rudimentale estrattore con un pezzo di barra filettata ed una barretta metallica di traverso e con questo avvicinare il secondo rotore lentamente e con precisione millimetrica.

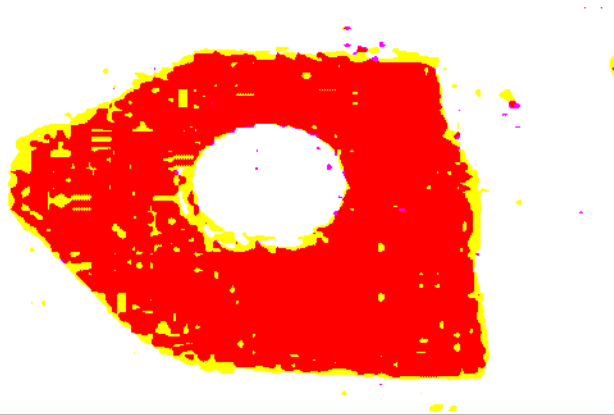



Foto 11 *Deposizione sul fondo dello stampo di un sottile strato di fibra di vetro*

Foto 12 *Colata di resina sulle bobine per la formazione dello statore*

Foto 13 *Lo statore ed uno dei rotori dopo l'indurimento della resina e l'estrazione dallo stampo*

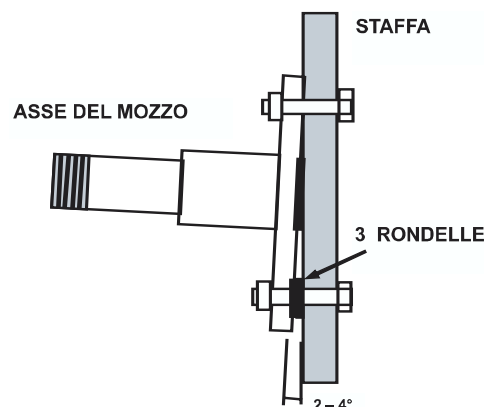



Figura 9 *Fissaggio del mozzo sulla staffa con angolo di circa 3° realizzato con rondelle*

COLLAUDO

Per un primo collaudo dell'alternatore, è stato sufficiente farlo girare con la mano a 2 o 3 giri al secondo e misurare la tensione tra il centro stella ed ognuno dei cavetti di uscita.
Un'altra prova è stata quella di cortocircuitare una fase con il centro-stella (o due fasi tra loro) e di osservare che la rotazione si indurisce. Ogni volta che, durante la rotazione, abbiamo provato a mettere in contatto due conduttori, abbiamo notato una scintilla, il che è sintomo di buon funzionamento. La tensione di uscita è alternata e non può essere inviata direttamente all'accumulatore: occorrerà montare un raddrizzatore, come sarà descritto nella quarta ed ultima parte. La tensione in assenza di carico può arrivare a valori alti e pericolosi.
Se però colleghiamo un carico, la tensione si "siede" su valori molto più bassi.

Potenze più alte

È consigliabile iniziare con l'autocostruzione di generatori di potenza alta solo dopo aver fatto esperienza con quelli più piccoli (diciamo al di sotto di 1 KW).
Esistono su Internet siti in cui si trova la descrizione, soprattutto fotografica, dell'autocostruzione di generatori eolici fino a 10 Kw. Segnaliamo i seguenti:

warlock.com.au (generatore da 10 KW)
www.otherpower.com (generatori fino a 3 KW)
homepage/enterprise/net/hugh0piggott/nirvana (generatore da 4,5 KW)

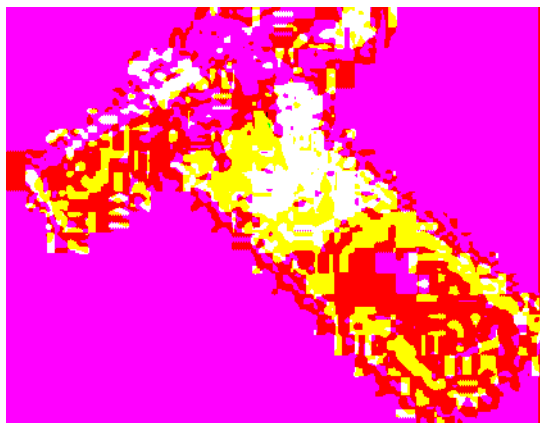



Foto 14 Montaggio della staffa sul supporto di imbardata con l'aiuto di piastrine per antenne satellitari. Montaggio dell'asse del mozzo

Foto 15 Montaggio del rotore posteriore

Foto 16 Montaggio dello statore

LE VARIANTI DI PIGGOTT

Nel suo manuale di autocostruzione, Hugh Piggott usa per i rotori dei dischi piani di acciaio con diametro di 30 cm e tutto il resto viene dimensionato su questa misura.
La staffa di sostegno dell'alternatore viene saldata sul tubo di imbardata; anche lo statore è mantenuto su angolari saldati sul tubo. Il suo sistema di montaggio è chiaramente mostrato

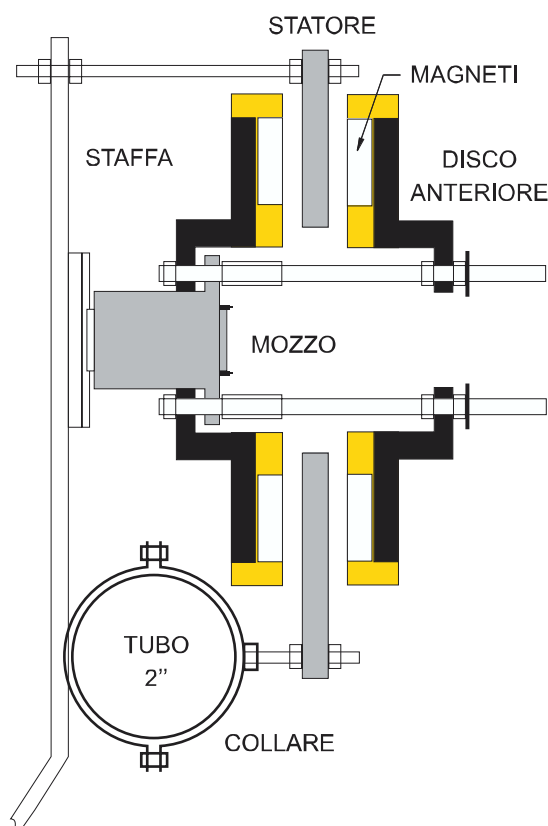



Figura 10 Montaggio dell'alternatore visto dall'alto

Foto 17 Montaggio del rotore anteriore

nelle foto del suo sito Internet.
Abbiamo fotografato ed inviato via e-mail la nostra realizzazione a Piggott ed egli ci ha manifestato perplessità, ma anche rispetto per le nostre scelte.

DOCUMENTAZIONE

Ricerca su INTERNET

Esiste una rete di appassionati di energia eolica che si scambiano le loro esperienze attraverso Internet.

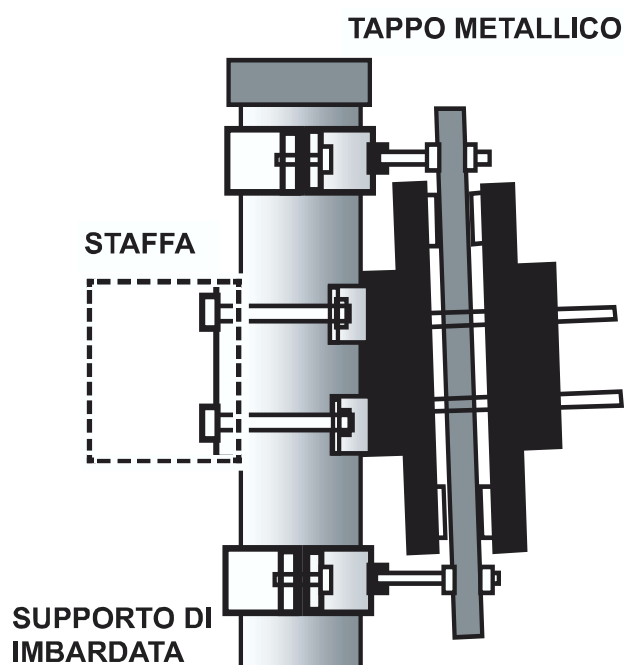



Figura 11 Montaggio dell'alternatore visto di lato

Si possono scaricare gratis fogli elettronici con dati di dimensionamento e interi manuali di autocostruzione.
Questi i siti più interessanti:

- *www.scoraigwind.com*
- *www.otherpower.com*
- *www.blueenergy.org*
- *www.windstuffnow.com*
- *www.picoturbine.com*

Manuali per l'autocostruzione di un generatore eolico

Hugh Piggott "**How to build a wind turbine – axial flux alternator windmill plans**" – edito dall'autore – ordinabile via Internet sul sito *www.scoraigwind.com*.
Disponibile in lingua inglese e francese.
I nostri docenti ne stanno curando la traduzione in Italiano.

Coordinatori progetto Eolo proff. Antonio Cecere e Beatrice Paparella

Alla ricerca del

Quante volte capita di perdere oggetti metallici al mare o in campagna. Monete, anelli, collane o altro sembrano letteralmente volatilizzarsi nel nulla una volta che toccano terra. E vani sono i tentativi di ricerca: più si scava e più essi "scappano" dalle nostre mani. Da oggi questo non accadrà più: con questo utilissimo oggetto sarà un gioco da ragazzi ritrovare oggetti sotterrati e magari, con un po' di fortuna, qualche tesoro nascosto...

IL METAL DETECTOR

Può essere chiamato con diversi nomi: *metal detector, metal finder, cerca-metalli, traccia-tubi,* ma si tratta sempre dello stesso oggetto: un dispositivo elettronico che viene influenzato dalla presenza esterna di un oggetto metallico per variare le proprie caratteristiche elettriche. Dalla forma tradizionale di una aspirapolvere, esso è molto usato per localizzare oggetti di metallo non visibili, perché sotterrati e comunque ad una profondità superficiale. Non illudiamoci comunque di trovare tesori sepolti a decine di metri, perché ciò è materialmente impossibile.
Elenchiamo quindi una serie di applicazioni nelle quali il Metal Detector può essere vantaggiosamente utilizzato:

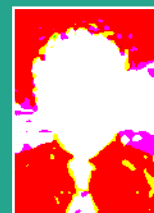
- Per trovare oggetti di metallo sotterrati.
- Per scovare mine o ordigni pericolosi.
- Per localizzare oggetti smarriti dai bagnanti sulle spiagge.
- Per controllare se le persone hanno con se armi nascoste.
- Per seguire e localizzare i tubi sotto il pavimento (evitando di rompere inutilmente i mattoni).
- Per organizzare una divertente caccia al tesoro.
- Per attività archeologiche.
- Per lavori di scavo nelle strade.
- E per tutto ciò che la fantasia detta.

Nel territorio americano, zona cosparsa di piccole meteoriti specialmente lungo la parte desertica, si contano a migliaia gli appassionati che trascorrono il week-end "armati" di metal detector, con la speranza di ritrovare qualche pur piccolo frammento di corpo celeste, che gli scienziati pagano a peso d'oro.
In ogni caso un arnese di questo tipo è sempre utile, sia in campagna che al mare. Oltretutto, con lo schema e materiali da noi proposti, la spesa che si deve sostenere è veramente alla portata di tutti e le prestazioni sono sicuramente paragonabili ai modelli commerciali ben più costosi e pesanti.

Figura 1 Il Metal Detector

COME FUNZIONA

Il principio di funzionamento è veramente semplice ma geniale. Attraverso una bobina autocostruita (il sensore) si fa circolare un segnale a frequenza elevata di

di Giovanni Di Maria
g.dimaria@farelettronica.com

tesoro perduto

forma sinusoidale. Il risultato ottenuto viene sommato ad un altro segnale periodico sinusoidale di frequenza fissa e simile alla prima. Dallo studio delle frequenze sappiamo che quando due segnali sinusoidali si sommano, ne scaturiscono altre due supplementari: la prima che equivale alla differenza e la seconda che equivale alla somma delle prime due.
Dal momento che tali frequenze sono ultrasoniche, sarà udibile solamente quella che è determinata dalla differenza, in quanto è compresa nell'intervallo dei suoni udibili. Con un esempio spieghiamo meglio il concetto. Supponiamo che i due oscillatori generino le frequenze rispettivamente di 100 Khz e di 101 Khz, valori che superano di gran lunga la soglia del campo udibile. Con la sovrapposizione delle due sinusoidi otteniamo in uscita le seguenti frequenze:

- 100 Khz (non udibile).
- 101 Khz (non udibile).
- 201 Khz (100+101 e non udibile).
- 1000 Hz (101-100 e **udibile**).

Ma in che modo viene rilevata la presenza del metallo? Sfruttando semplicemente un altro principio, quello della *variazione* intrinseca di una induttanza attraversata da un segnale periodico posta nelle immediate vicinanze di un oggetto.
Ebbene, è proprio questa piccolissima variazione, che causa un cambiamento della frequenza udibile e quindi determina la localizzazione del metallo.

Alimentazione	9 Volt in continua
Consumo	7 mA circa
Autonomia	70 ore
Frequenza Oscillatori AF	100 Khz circa
Frequenza battimento	Banda audio udibile
Regolazione battimento	Con continuità
Volume audio	Regolabile direttamente dalla cuffia
Peso complessivo	Circa 1 Kg
Lunghezza totale	150 cm.
Diametro disco sensore	16 cm.
Inclinazione manico	40-45 gradi

Tabella 1 *Caratteristiche elettriche, fisiche e meccaniche*

IL BATTIMENTO

Il battimento è un segnale periodico generato dalla sovrapposizione di due segnali sinusoidali con frequenza diversa. Se le due frequenze sono uguali si ha il **battimento zero**. La frequenza del battimento, come detto precedentemente, è pari alla somma e alla differenza assoluta delle due frequenze. Nel primo caso si ha il **battimento di somma**, nel secondo caso si ha il **battimento di differenza**, che è quello sfruttato nel nostro circuito. Tale frequenza risultante si colloca nell'intervallo delle onde sonore udibili dall'uomo. Se essa subisce un variazione più o meno significativa, durante la ricerca degli oggetti, vuol dire che qualcosa è cambiata nella configurazione generale del circuito e questo qualcosa è da imputarsi esclusivamente ad una variazione dell'induttanza

Figura 2 *Teoria del battimento di differenza*

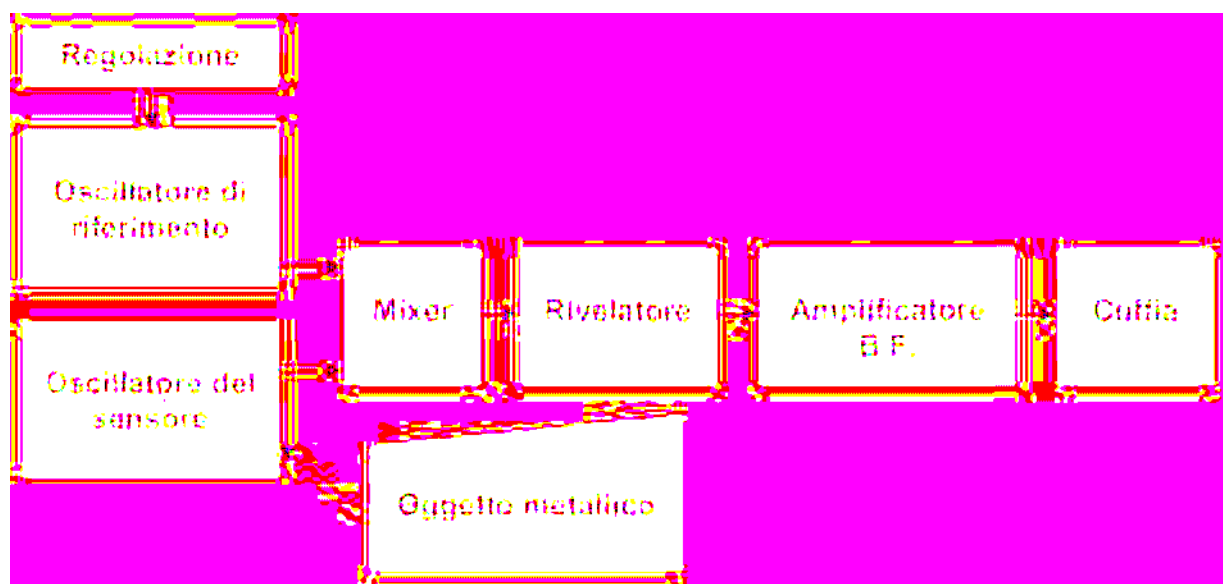



Figura 3 *Schema a blocchi*

della bobina sonda, segno evidente della presenza di un oggetto metallico nell'immediata vicinanza.

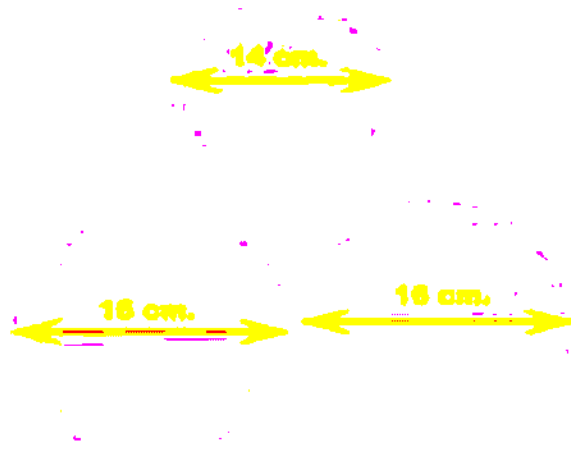



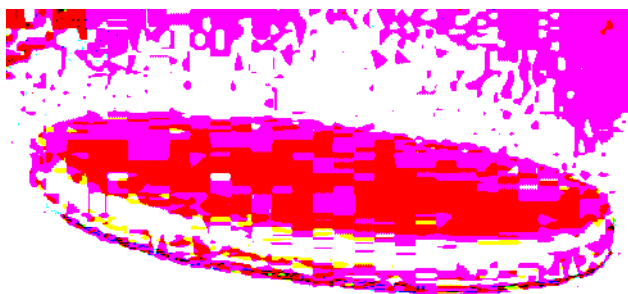
Figura 4 *I tre dischi di legno compensato*

Come si vede in figura 2, due generatori di segnale sinusoidale producono le frequenze di 100 Khz e 101 Khz. Tali segnali sono mostrati nei primi due oscillogrammi.
Non si distinguono naturalmente le varie sinusoidi, in quanto queste sono campionate con un tempo relativamente lungo, quindi molto ristrette.
Nel terzo oscillogramma viene mostrato quello che è il risultato della "differenza analogica" dei primi due segnali, ossia la frequenza del *battimento di differenza*, pari appunto alla differenza algebrica, in valore assoluto, delle prime due frequenze, cioè di 1 Khz. Da notare comunque che, seppur di bassa frequenza, tale segnale contiene anche tutte le componenti ad alta frequenza.
È proprio tale segnale che sarà utilizzato quale rivelatore di oggetti metallici.

Figura 5 *Il sandwich*

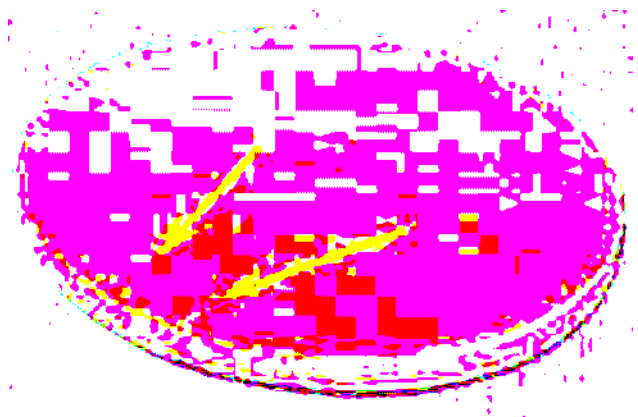



Figura 6 *Le scanalature per il passaggio del filo*

SCHEMA DI PRINCIPIO

Analizziamo adesso come avviene la rilevazione della presenza dei metalli, avvalendoci di un semplificato schema a blocchi, raffigurato in figura 3.
Un oscillatore di riferimento genera un segnale ad onda sinusoidale alla frequenza di circa 100 Khz. Tale frequenza può essere regolata finemente attraverso il blocco di regolazione.
Un altro oscillatore, che fa capo alla bobina di ricerca, quella che esplora il terreno per intenderci, genera un segnale sinusoidale alla stessa frequenza del primo.
La frequenza del secondo segnale è, stavolta, eventualmente variata dalla vicinanza o meno di un oggetto metallico.
Le due onde vengono sommate e miscelate tra loro attraverso un mixer, nel quale ha luogo la generazione del battimento, ossia della differenza di frequenza tra i due segnali. Tale segnale viene rivelato per poter diventare udibile (proprio come accade per la demodulazione in una radio AM, vedi FE 229-230 – Progetto Radio AM Old Style) e quindi passa all'amplificatore B.F. e reso utilizzabile in cuffia.

Perché due oscillatori?

Non sarebbe più semplice creare un solo oscillatore a bassa frequenza invece di due oscillatori ultrasonici la cui differenza, tutto sommato, produce un segnale udibile?
L'idea sarebbe corretta però, con un solo oscillatore, la variazione di frequenza, in prossimità di materiale metallico, è veramente esigua (nell'ordine delle frazioni di Hertz) e quindi non apprezzabile, mentre con due oscillatori, la più piccola variazione dell'impedenza della bobina di ricerca si traduce in una grande variazione di frequenza generata, con il conseguente aumento della sensibilità dello strumento stesso.

Figura 7 Fasi di incollaggio e verniciatura

Figura 8 Particolare della struttura

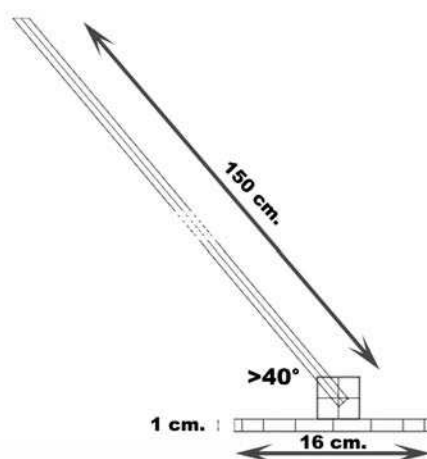



Figura 9 Profilo e quote di riferimento

INIZIAMO DALLA PARTE MECCANICA

Diversamente dal solito, stavolta procederemo alla costruzione del nostro metal detector proprio dalla parte meccanica, ossia di tutte quelle componenti che formano il disco di ricerca ed il manico.
Per aumentare la semplicità di realizzazione utilizziamo il legno ed il compensato anche per via del loro basso costo e della leggerezza.

Il disco cercatore

Posto alla base dello strumento, il disco cercatore è l'elemento attivo del progetto, in quanto ha la funzione di "esplorare" il terreno alla ricerca remota di qualche oggetto metallico. Praticamente si tratta di una bobina, opportunamente costruita e calibrata, avvolta attorno ad un sandwich di compensato composto da tre dischi, il cui centrale di misura inferiore rispetto due esterni.
Dovete ricavare, da un foglio di compensato spesso circa 3 mm, tre

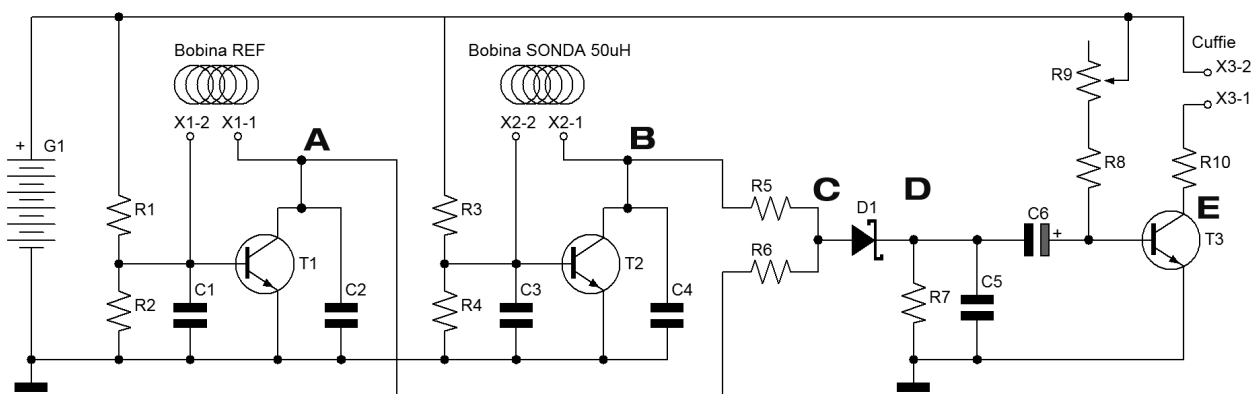



Figura 10 *Schema elettrico*

dischi circolari: due con diametro pari a 16 cm. e uno con diametro pari a 14 cm. come mostrato in figura 4.
Come detto prima occorre incollare tra di loro i tre dischi, inserendo il più piccolo al centro, in modo da formare un sandwich (vedi figura 5). In seguito, nella scanalatura che si viene a creare, si avvolge del filo elettrico. Per l'incollaggio consigliamo di usare la normale colla vinilica che assicura un presa straordinaria tra le parti legnose.
L'importante è che i tre dischi siano tra loro perfettamente allineati e centrati e che il disco piccolo si trovi al centro degli altri due. Le misure da noi adottate non sono comunque critiche e possono eventualmente essere variate.
Dopo la fase dell'incollaggio occorre ricavare, su un solo disco, due piccole scanalature distanti circa 3 cm. tra loro che serviranno per il successivo passaggio del filo, come mostrato in figura 6.

Il manico

Per il manico occorrerà utilizzare una barra di legno molto leggera ma robusta di 150 cm. di lunghezza e sezione di 30 mm. per 15 mm. Esso si deve incollare al disco con alcuni supporti di legno per aumentarne la tenuta.
L'angolazione più comoda è di 40-45 gradi rispetto la normale verticale, angolazione che in ogni caso potrà essere modificata a seconda della propria statura.
ATTENZIONE! Per nessun motivo il manico dovrà essere congiunto al disco tramite viti metalliche, in quanto esse potrebbero costituire, con tutta probabilità, un elemento di

Elenco componenti

Sigla	Valore
R1÷R4, R8	10 KΩ 1/4 W
R5, R6	2,2 KΩ 1/4 W
R7	33 KΩ 1/4 W
R9	Trimmer miniatura orizzontale lineare 2,2 MΩ
R10	1 KΩ 1/4 W
C1, C3	220 nF poliestere
C2, C4	47 nF poliestere
C5	10 nF poliestere
C6	1 µF 16 V elettrolitico
T1-T3	Transistor NPN BC 547 o equivalente
D1	Diodo Schotty qualsiasi tipo
G1	Morsetto 2 posti
X1÷X3	Morsetto 2 posti
Bobina riferimento	Vedi testo (circa 50 uH)
Bobina sensore	Vedi testo (circa 55 uH)
Scatola	16 cm x 12 cm x 6 cm
Cuffia	Di qualsiasi impedenza con volume incorporato
-	Interruttore
-	Filo smaltato da 0,5 mm
-	Presa jack da pannello
-	Pila 9 Volt

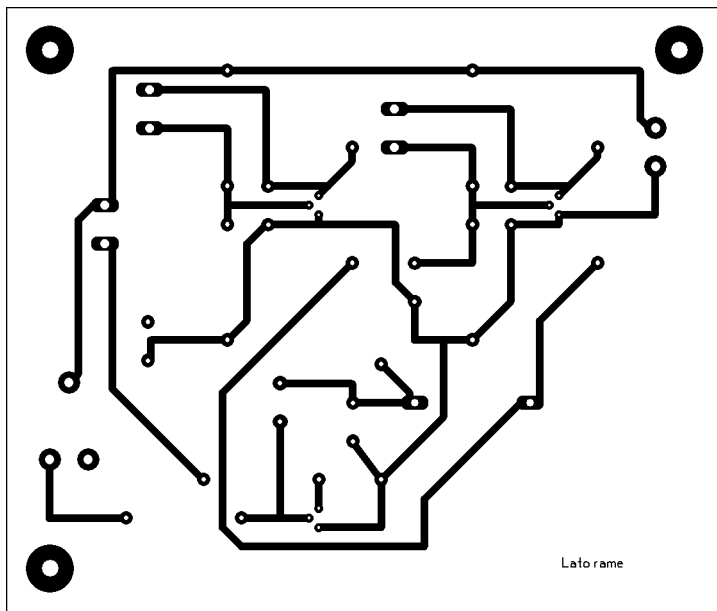



Figura 11 Circuito stampato in scala 1:1 (lato rame)

Figura 12 Piano di montaggio

disturbo per le ricerche di altri metalli.

Verniciatura

Quando le varie parti saranno incollate tra loro, si potrà accedere alla fase della verniciatura. Bastano due mani di vernice spray nera lucida, per conferire anche quel tocco di estetica in più al nostro originale attrezzo.
In figura 7 e 8 possiamo esaminare dettagliatamente le fasi finali per la realizzazione della struttura portante del metal detector.

Bene, l'intera struttura meccanica è pronta. La leggerezza è l'aspetto fondamentale poiché, dopo qualche ora di ricerca, la stanchezza non tarderà ad arrivare.
Possiamo ora procedere alla realizzazione della parte elettronica.

SCHEMA ELETTRICO

Studiamo adesso il funzionamento attraverso lo schema elettrico rappresentato in figura 10.

L'intero circuito è alimentato dal generatore di 9 Volt G1. La frequenza di battimento viene assicurata da due oscillatori di segnale sinusoidale: il primo (frequenza di riferimento) è composto dai componenti R1, R2, C1, T1, C2 e bobina X1 (di tipo variabile; vedremo i dati costruttivi più avanti), il secondo è composto dai componenti R3, R4, C3, T2, C4 e bobina X2 (il sensore vero e proprio).
I due segnali sono prelevati dai collettori dei due transistor e miscelati tra loro attraverso le resistenze R5 e R6. In questo punto il segnale è modulato in ampiezza e per ascoltarlo occorre rivelarlo attraverso il diodo D1 di tipo Schotty (non usate un diodo normale perché non udirete nulla per via della sua soglia di conduzione più elevata). La resistenza R7 viene utilizzata come carico "fittizio" ad alta impedenza mentre il condensatore C5 fuga a massa i residui ad alta frequenza. Attraverso il condensatore elettrolitico C6, che disaccoppia in continua la base del transistor T3, il segnale (adesso realmente a bassa frequenza) viene amplificato e irrobustito. Tale transistor è coadiuvato dalle resistenze R8 e R9 che polarizzano la base e da R10 e X3 (cuffia di qualsiasi impedenza) che costituiscono il carico vero e proprio.
A questo punto occorre dire una cosa molto importante. Alla base del transistor T3 arriva un

Figura 13 ÷ 17
Oscillogramma ai diversi punti contrassegnati nello schema di figura 10:
A - segnale AF
B - segnale AF
C - segnale modulato in AM
D - segnale rivelato
E - segnale amplificato

segnale **sinusoidale** a bassa frequenza, che è dato dalla sottrazione dei due segnali provenienti dagli altrettanti oscillatori ad alta frequenza. Sul collettore dello stesso invece troviamo un segnale alla stessa frequenza ma ad **onda quadra** o quasi. Questa scelta è stata effettuata perché l'orecchio umano è più sensibile alle onde quadre rettangolari (dai contorni più marcati) che non alle forme d'onda più dolci e smussate. Tale segnale è ottenuto grazie all'elevata amplificazione del transistor che passa, di volta in volta, da uno stato di saturazione ad uno di interdizione, clippando "volutamente" i picchi superiori ed inferiori della sinusoide in modo da rendere più incisivo, quindi più udibile, il segnale finale. Alla fine esso va a pilotare la cuffia collegata al morsetto X3, attraverso il limitatore R10.

Se possedete un generatore B.F potrete fare questo interessante esperimento. Generate un suono di circa 10 Hz, prima di forma rettangolare e poi di forma sinusoidale ma entrambi della stessa intensità: verificate quindi quale è il segnale che ascoltate "meglio".

MONTAGGIO

Il layout del circuito stampato, visibile in figura 11, è in scala 1:1 pertanto può essere direttamente fotocopiato e realizzato con la tecnica della fotoincisione oppure, data la sua semplicità, realizzato con i pennarelli adatti al disegno delle piste su rame. Realizzato dunque il prototipo occorre passare alla realizzazione dei fori con punta di trapano da 0,8 mm oppure da 1 mm. Si può dunque procedere alla saldatura dei componenti elettronici, iniziando naturalmente da quelli di profilo inferiore, come le resistenze, i condensatori, il trimmer, i morsetti ed il diodo Schotty; per quest'ultimo occorre prestare attenzione a non surriscaldarlo poiché teme il calore. Si passi quindi alla saldatura dei transistori e dei condensatori elettrolitici, rispettando la corretta polarità, pena il mancato funzionamento dell'apparecchio se non addirittura la distruzione degli stessi.

In figura 12 potete vedere il layout completo del montaggio dei componenti su c.s. I collegamenti esterni non sono per niente critici: al morsetto G1 occorre collegare una pila di 9

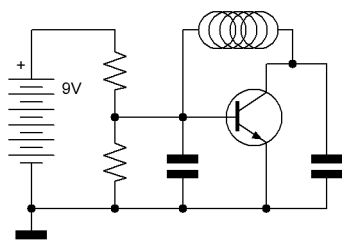



Figura 18 Schema di principio dell'oscillatore

Figura 19 Dettaglio del captatore

Figura 20 Dettaglio del captatore

volt (eventualmente fornita di interruttore), al morsetto X1 dovete collegare la bobina di riferimento e di regolazione, al morsetto X2 va collegata la bobina del sensore ed infine al morsetto X3 si collega la cuffia, attraverso una presa jack.

I PUNTI "CALDI" DEL CIRCUITO

Dal momento che stiamo progettando un circuito dotato di oscillatori è opportuno controllarne la funzionalità attraverso l'uso di un oscilloscopio.

Figura 21 Il piede regolabile di plastica

Figura 22 Taglio della parte in eccesso

Figura 23 Gli "ingredienti" per la preparazione del cemento ferromagnetico

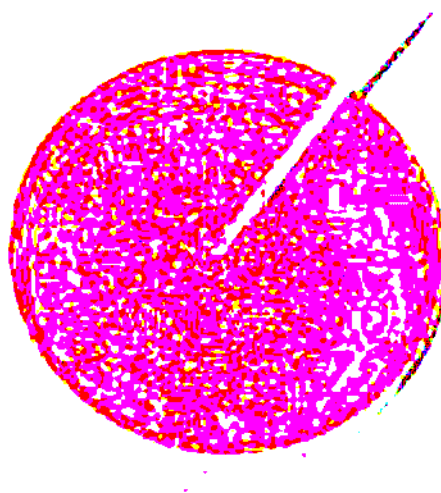



Figura 24 L'impasto ottenuto

Guardate nuovamente lo schema della figura 10. I punti "critici" sono stati numerati con le lettere A, B, C, D, E.
Con la batteria collegata, le bobine al posto giusto e la cuffia inserita controllate il segnale presente e confrontatelo con gli oscillogrammi di cui alle figure 13, 14, 15, 16 e 17.
Dovrebbero essere simili.

LA COSTRUZIONE DELLE BOBINE

Passiamo adesso a descrivere la realizzazione delle due bobine. Non si tratta di operazioni complicate però è bene attenersi alle solite regole generali.
Per ottenere un buon risultato è molto importante disporre di un **induttanzimetro**, ossia di uno strumento (simile al tester) che ha la capacità di misurare l'induttanza delle bobine e degli induttori. Senza di esso risulterà molto arduo e complicato effettuare il dimensionamento di tali componenti.

Prima bobina: il sensore

La prima bobina da realizzare è quella del sensore, ossia della parte che sarà quasi a diretto contatto con il terreno. Come abbiamo visto nella realizzazione meccanica del sandwich, i tre dischi di compensato formano un vero e proprio binario circolare attorno cui può essere avvolto del filo elettrico.

Figura 25 Il variatore d'induttanza

Figura 26 La bobina di riferimento completa

Lo spessore del filo conduttore non è critico, scegliete comunque una misura compresa tra 0,5 mm. e 1 mm. Occorre utilizzare del filo smaltato oppure del normale filo elettrico per campanelli.
Si avvolgano attorno al sandwich circa dieci spire ben serrate e ben distribuite, facendo poi passare i due estremi attraverso le due tacche del disco superiore.
Misurando l'induttanza della bobina da noi realizzata abbiamo ottenuto un valore di 55 uH (micro Henry). In figura 19 e figura 20 possiamo vedere alcuni particolari della realizzazione dello stadio sensore.

Figura 27 Assemblaggio nella scatola

Figura 28 Assemblaggio nella scatola

Seconda bobina: il riferimento

La realizzazione della seconda bobina è un po' più critica. Essa serve per poter portare i due oscillatori in battimento basso, condizione in cui il metal detector è più sensibile. Questa procedura sarà comunque approfondita più avanti.
Tale bobina, lo avrete intuito, è variabile nel senso che la sua induttanza intrinseca può essere cambiata con continuità attraverso un nucleo di materiale ferromagnetico, che dovremo preparare in casa.
Come ci insegna l'elettrotecnica, se all'interno del campo magnetico di

una bobina viene immerso un materiale ferromagnetico, la sua induttanza aumenta.
Per far ciò basterebbe, almeno in teoria, far passare un nucleo di ferro all'interno dell'induttore, ma tale materiale, essendo fortemente permeabile, aumenterebbe a dismisura le perdite della stessa, per cui l'oscillatore non oscillerebbe più. Occorre allora creare il materiale ferromagnetico con un composto di limatura di ferro e colla vinilica in modo da ottenere un "cemento" molto duro.
Ma passiamo ai dettagli.
Iniziamo dall'avvolgimento. Potete usare, quale supporto, un piede di plastica regolabile per mobili, disponibile in tutti i negozi per il fai da te. In figura 21 riportiamo tale articolo.

Occorre poi tagliare, con un seghetto, la parte più grossa del piede in modo da ottenere un semplice tubetto. Il risultato è mostrato in figura 22.
A questo punto prepariamo il cemento ferroma-

L'induttore

L'induttore è semplicemente un filo conduttore avvolto intorno ad un nucleo che, solitamente, è aria. Per ottenere valori di induttanza considerevoli è necessario avvolgere numerosissime spire che, purtroppo, aumentano il volume dello stesso. Esiste però un'altra soluzione ingegnosa: al posto del nucleo d'aria si utilizza un nucleo di materiale ferromagnetico. Questa tecnica consente di aumentare il valore dell'induttanza senza aumentare il numero delle spire. Purtroppo usando materiali ferromagnetici con resistività bassa si creano delle perdite di potenza non indifferenti, per cui la bobina perde la sua efficacia. Occorre pertanto utilizzare materiali con alta resistività intrinseca e bassa permeabilità, come ad esempio la ferrite o, più semplicemente, la polvere di ferro cementata.

gnetico. A tale scopo occorre procurare della limatura di ferro molto fine o, ancora meglio, della polvere di ferro.
La quantità deve poter riempire tutto il coperchio con la filettatura. Miscelate ora la polvere di ferro alla colla vinilica, in modo da ottenere un cemento grigio abbastanza consistente e non liquido.
Riempite quindi con tale composto il coperchio per intero, come mostrato in figura 25, e lasciate asciugare per molto tempo. Noterete che il cemento solidifica in due o tre giorni, ma questo avviene solo sulla superficie, in quanto per la parte interna occorrerà molto più tempo (anche alcuni mesi). In ogni caso, appena esso indurisce, può essere subito utilizzato. Nelle figure 23, 24 e 25 sono riportate le fasi realizzative del cemento.

Per quanto riguarda la bobina, occorre, a questo punto, avvolgere attorno al tubetto alcune spire dello stesso filo smaltato con cui si è realizzata la prima bobina. È impossibile stabilire a priori il numero esatto di giri. Basta solo misurare l'induttanza finale della bobina: essa deve risultare *di poco inferiore* all'induttanza della prima.
Nel nostro caso abbiamo scelto un valore di circa 50 uH (micro Henry). Tale valore aumenterà non appena avviteremo il tappo col cemento ferromagnetico. In figura 26 la bobina nel suo aspetto finale.

SISTEMAZIONE NEL CONTENITORE

Tutti i componenti del Metal Detector sono pronti: occorre ora assemblarli assieme. Per quanto riguarda il contenitore potete scegliere tra una vasta gamma di modelli in materiale plastico disponibili presso tutti i negozi di materiale elettrico.
Dopo averlo forato a dovere occorre incollarlo con un po' di colla a caldo sul lato anteriore del manico nella posizione più comoda per l'impugnatura (vedi foto).
Sistemate pertanto al suo interno il circuito, la bobina di riferimento, la pila di 9 Volt ed un eventuale interruttore.
Avvitate adesso il tappo filettato, contenente il cemento ferromagnetico, alla bobina.

Oggetto tipico	Profondità teorica
Spillo	1 cm.
Chiodo grosso	4 cm.
Moneta	10 cm.
Anello d'oro	8-10 cm.
CD-Rom	10 cm. (contiene granuli metallici)
Mazzo di chiavi	12 cm.
Cellulare	20 cm.
Scatola di fagioli	25 cm.
Piatto d'argento	35 cm.
Macchina da scrivere	50 cm.
Ciclomotore	100 cm.

***Tabella 2**: Prestazioni del Metal Detector e profondità di ricerca*

Nota importante: per una maggiore dolcezza nella regolazione ed una maggiore stabilità in frequenza, consigliamo vivamente di mettere, tra la filettatura, un poco di grasso.
Esso contribuisce in modo sostanziale ad aumentare l'attrito e quindi l'affidabilità della bobina.
Collegate poi al circuito le bobine e la cuffia tramite uno spinotto jack. In figura 27 e 28 potete vedere alcuni particolari dell'assemblaggio, mentre all'inizio dell'articolo il il prototipo completo (figura 1).

COME SI USA

Adesso siete pronti ad utilizzare questo potente accessorio che abbiamo finalmente realizzato. Appena date tensione, ruotate il cursore filettato della bobina di riferimento autocostruita.
Ad un certo punto dovreste ascoltare un suono, la cui altezza varia ruotando lo stesso regolatore.
Ricordiamo che l'altezza di quanto udito è data dalla differenza delle frequenze dei due oscillatori, segno evidente che essi stanno regolarmente funzionando.
Con un po' di pazienza occorre regolare la frequenza sino al punto di ascoltare in cuffia un suono simile ad un motocicletta ferma ma con

il motore acceso. Frequenza che è compresa comunque tra i 10 Hz e i 30 Hz.
Regolate anche il volume della cuffia (se questa ne è provvista) e tarate (una volta per tutte) il trimmer del circuito in modo che il suono sia forte e pulito.
Importante: dovete regolare la frequenza del suono di riferimento, con l'apparecchio lontano da oggetti metallici, per non influenzare negativamente le misure.
In appartamento potreste ottenere risultati un po' "strani", in quanto sotto il pavimento, oltre ad esserci i tubi dell'acqua o altro, vi è una massiccia presenza di cemento armato o materiale ad alta percentuale di metallo, per cui sappiatevi regolare.

A questo punto siete pronti per "scandagliare" il terreno di una campagna o di una spiaggia alla ricerca del tesoro perduto.
Per i migliori risultati dovete perlustrare "centimetro per centimetro" l'area interessata, tenendo il disco del sensore quasi a diretto contatto con il suolo.
Il suono in cuffia, se non vi sono metalli nelle vicinanze, deve essere estremamente costante ed a bassa frequenza. Non appena un oggetto metallico sarà rintracciato, udirete chiaramente e indistintamente una grande variazione nella frequenza del suono.
Circoscrivete allora l'area sino a localizzare il punto preciso.
Con una piccola zappetta, cominciate allora a scavare con cautela.
Certamente troverete un oggetto metallico nell'area individuata.
In ogni caso la sensibilità dello strumento è direttamente proporzionale alla quantità di massa metallica presente nell'oggetto: in altre parole più esso è grande e più profondamente può essere rintracciato.
Come potete notare dalla tabella 2, le prestazioni del nostro metal finder sono di tutto rispetto e, oserei dire, eccezionali.
La durata della batteria dell'apparecchio (specialmente se essa è di tipo alcalina) è veramente considerevole. Con i suoi "miseri" 7 mA di assorbimento, avrete circa 70 ore di autonomia attiva. È consigliato, in ogni modo, l'utilizzo di un interruttore.

REGOLE E COMPORTAMENTI

Anche se la ricerca di oggetti non comporta problemi di sorta, è opportuno seguire alcune piccole regole per non incorrere nelle ire di qualcuno o addirittura in sanzioni pecuniarie:

- Fare attenzione a eventuali pericoli su un terreno potenzialmente minato.
- Dopo aver scavato le buche occorre ricoprirle: potrebbe cadervi qualcuno.
- Se dovete ispezionare terreni altrui, chiedete preventivamente il permesso al proprietario.
- Chi trova oggetti di importanza archeologica ha l'obbligo di denunziarli alle autorità competenti.

CONCLUSIONI

Abbiamo realizzato un utile oggetto con cui, siamo sicuri, trascorrerete bellissime ore di relax e di divertimento. I modelli commerciali di "categoria superiore" hanno un costo molto più elevato del nostro, ma si basano generalmente sullo stesso principio fisico.

Vi auguriamo pertanto di trovare qualche oggetto interessante che possa suggellare i vostri sforzi nella realizzazione di questo apparecchio.

Figura 29 *Caccia al tesoro*

La tecnica

La tecnica DDS (Digital Direct Synthesis) e la sua implementazione nei processori PIC saranno il tema affrontato nel presente articolo. Partendo da una panoramica sui concetti base, si arriverà alla descrizione dettagliata di questa tecnica e saranno forniti alcuni esempi su come implementarla mediante l'utilizzo dei PIC.

L'enorme possibilità di realizzare processori sempre più piccoli con elevate capacità di calcolo, spinge i ricercatori e i progettisti a studiare tecniche che permettono di risolvere problemi tipicamente di natura analogica con strutture digitali. La necessità di generare alte frequenze con elevata stabilità e con altissime risoluzioni ha evidenziato i limiti di strutture analogiche quali i PLL, VCO, ecc. La tecnica DDS nasce come soluzione "digitale" a questo problema.

L'applicazione di tale tecnica può essere estesa senza limiti ai circuiti a bassa frequenza. In quest'articolo, sarà esposta la teoria che sta alla base della tecnica DDS e come implementarla con i micro PIC nell'ambito della bassa frequenza.

LA TECNICA DDS

La tecnica DDS permette di generare delle frequenze in maniera digitale senza ricorrere all'uso di PLL con precisione del mHz e poche risorse hardware. In sintesi si tratta di generare una sinusoide partendo dalla generazione digitale della sua fase ϕ mediante un accumulatore a **M** bit passando alla quantità sin ϕ mediante un circuito generatore e finendo con una conversione Digitale–Analogico.

I punti di forza di questa tecnica sono:

- Semplicità circuitale.
- Indipendenza da componenti critici quali capacità, induttanze.
- Indipendenza dalle grandezze parassita (che dipendono dalla struttura fisica del sistema quindi non sempre controllabili).
- Controllo digitale e software della generazione.

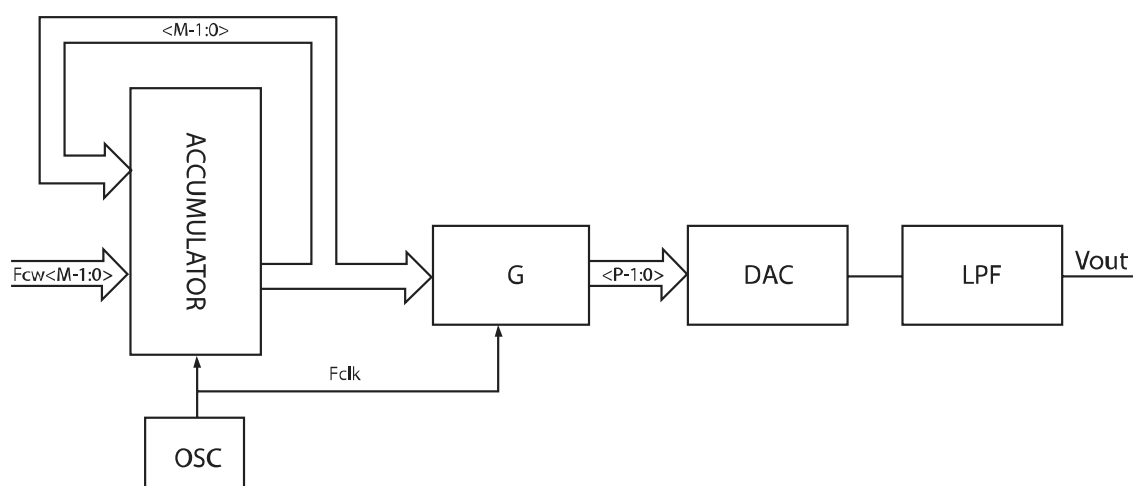



Figura 1 Schema a blocchi del DDS

di Salvatore Torrisi
microst@microst.it

DDS (Direct Digital Synthesis)

Schema a blocchi del DDS

In figura 1 è riportato lo schema a blocchi di un DDS.

Prima di passare alla spiegazione in dettaglio del funzionamento del DDS è propedeutico passare in rassegna in maniera veloce i singoli blocchi che costituiscono lo schema del DDS.

L'accumulatore

L'accumulatore è un circuito digitale, sincrono, che esegue ad ogni ciclo di clock la somma tra due quantità di cui una è un ingresso esterno e l'altra è la sua uscita.
Quindi esso "accumula" nella sua uscita i vari risultati delle somme effettuate nei cicli. In pratica, l'accumulatore è un sommatore la cui uscita è connessa ad uno dei suoi ingressi. In figura 2 è riportato uno schema di massima di un accumulatore.
In genere, come specifica dell'accumulatore, sì dal numero di bit della sua uscita. Per un accumulatore di M bit s'intende un accumulatore la cui uscita è costituita da M bit. In genere si afferma che l'accumulatore va in overflow: ciò significa che se il risultato della somma tra la sua uscita e il dato in ingresso e pari ad un numero per la cui rappresentazione sono necessari un numero di bit maggiori di M. In tal caso si afferma che l'accumulatore "wraps around". Ecco un esempio per capire l'overflow:

Figura 2 Schema dell'accumulatore a M bit

Supponiamo di avere un accumulatore di 8 bit. Il valore massimo in uscita sarà 255d (FF h) Poniamo l'ingresso a 100d (64 h) e indichiamo con Y l'uscita, avendo posto inizialmente Y (0) =0 ovvero di aver azzerato l'uscita prima di cominciare:

Passo 1: Y(1)= Y(0)+ 100 = 0 + 100 = 100 < 255
Passo 2: Y(2)= Y(1)+ 100 =100+100 = 200 < 255
Passo 3: Y (3)= Y (2)+ 100 =200+100 = 300 > 255
! overflow !

Siamo in condizione d'overflow poiché il risultato richiede un numero di bit maggiore di 8, precisamente 9.
L'uscita Y conterrà i primi 8 bit del risultato ovvero: 300d = 1 0010 1100 b di cui i primi 8 bit sono 0010 1100 quindi Y (3) = 0010 1100 = 44.
In termini matematici significa che l'uscita dell'accumulatore è pari alla divisione modulo 2^N.

Le memorie ROM

Per ROM s'intende una memoria non-volatile di sola lettura. Essa non perde il contenuto togliendo l'alimentazione e può essere solo letta ed è programmata una sola volta durante la fabbricazione. Versioni cancellabili della ROM sono l'EPROM (mediante raggi UV) e le EEPROM che sono cancellabili elettricamente. Ricordiamo che:

- Byte = 8bit
- Word = 16 bit
- Double word = 32 bit

In generale, una ROM è individuata da alcuni parametri:

- Numero di byte/word indirizzabili
- Numero di bit complessivi (kB)
- Tempo d'accesso: **tacc** *(s)
- Bus degli indirizzi: ADD<N-1:0>
- Bus d'uscita: Q <m-1:0>

* Il tempo d'accesso **tacc** è il tempo che passa tra la richiesta dei dati e la presenza dei dati stabili nel bus d'uscita (normalmente indicato con Q< m-1: 0>.

Per esempio si può parlare di:

- ROM di 64 kB/100 ns (64 *1024 byte)
- ROM da 512 kbit/100 ns (512 *1024 bit)

In genere la ROM è utilizzata per fare delle "mappature" ovvero delle tabelle di corrispondenza tra valori. L'indirizzo, che è il numero che indica la posizione del byte/word da leggere, rappresenta nella tabella delle corrispondenze l'ingresso mentre l'uscita Q della ROM, il valore corrispondente.
Per esempio, se vogliamo mappare un segnale Y in funzione di X secondo la tabella 1, allora programmeremo la ROM in modo che gli indirizzi corrispondano a X e le uscite a Y, avendo scritto in tutte le word/byte d'indirizzo X i valori di Y. Cosi leggendo la word d'indirizzo X=2 avranno in uscita il valore Y=5, ecc.

Y=Q<M-1:0>	X=ADD<N-1:0>
1	0
2	1
5	2
3	3

Tabella 1 Esempio di tabella di corrispondenze

DAC (Digital to Analog convert)

Il convertitore analogico digitale è circuito che converte un data da una rappresentazione digitale ad una tensione/corrente equivalente. In figura 3 è riportato lo schema generale del DAC.
Supponiamo di avere una tensione rappresentata da un N bit (bn-1, bn-2, ...b0). Il valore della tensione è:

$$Vo = Vref* [2^{(n-1)} * b_{n-1} + 2^{(N-2)} * b_{n-2} + ... + b_0]$$

Il DAC implementa la formula precedente. Esistono diversi tipi di DAC. Il più diffuso è quello a rete di resistori pesati o a reti ladder.

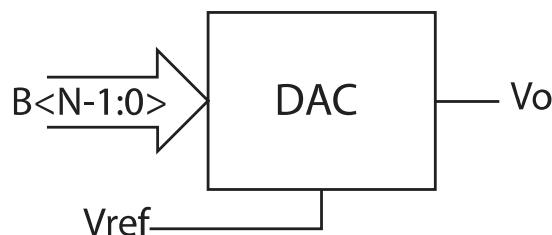



Figura 3 Schema generale del DAC

Campionamento e quantizzazione

Il processo di campionamento di un segnale comporta l'acquisizione del valore che esso assume in determinati istanti di tempo. Dire che il campionamento avviene ad una frequenza **Fc** significa che sono misurati campioni del segnale ogni **Tc=1/Fc** secondi. Più alta è la frequenza **Fc** più alto è il numero di campioni del segnali che sono prelevati dal segnale.
Quantizzare un segnale significa rappresentare i campioni prelevati durante il campionamento, mediante un una parola digitale di N bit. Per esempio se abbiamo 8 bit significa che tutti i valori dei campioni possono essere rappresentati da 2^N valori in cui è possibile suddividere l'intervallo di variazione del segnale. Un segnale che varia da 0V a 1V con 8 bit può essere diviso in 256 fasce di valore d'ampiezza 1/256 = 39 mV. Per cui un valore del campione di 50 mV rientrerà nella seconda fascia e sarà rappresentato dal valore digitale 01h.

Sinusoide: fase, frequenza, periodo

La sinusoide è una funzione continua, periodica la cui relazione è: **y=sin(ϕ)**.
la quantità ϕ è detta **fase** ed è un angolo espresso in radianti che varia nell'intervallo [0: 2π] in particolare possiamo scrivere: ϕ = **2 π f t**.
Dove **f** = frequenza, espressa in Hz o cicli il secondo. La quantità **T=1 / f** è detta **periodo** della sinusoide. Essa si misura in secondi ed è il tempo necessario alla sinusoide per compiere un ciclo completo.

Filtri (cenni)

Il filtro è un circuito che ha il compito di far passare alcune componenti del segnale e fermarne

altre. Normalmente, un segnale può essere visto come la somma di tante sinusoidi a frequenza multipla di quella fondamentale (serie di Fourier) A volte si ha necessità di bloccare alcune componenti e fare passare altre. Possiamo distinguere:

1. **I filtri Passa Basso (LPF)** fanno passare solo le frequenze di sotto ad una frequenza detta di taglio (ft).
2. **Filtri Passa alto (HPF)**: fanno passare solo le frequenze sopra della frequenza detta di taglio (ft).
3. **Filtri Passa Banda (BPF)**: fanno passare solo le frequenze all'interno di un intervallo definito da due frequenze dette di taglio (fl e fh).
4. **Filtri Stop Banda**: fanno passare solo le frequenze al di fuori di un intervallo definito da due frequenze dette di taglio (fl e fh).

Nel caso specifico del DDS è usato un filtro passa basso LPF (Low Pass Filter).

Funzionamento del circuito DDS

L'accumulatore **ACC** di fase è un accumulatore a **M** bit la cui uscita determina il valore istantaneo della fase ϕ di un a sinusoide. Il generatore **G**, avendo in ingresso il valore digitale di ϕ a **M** bit, calcola i valori digitali del sen (ϕ) con una precisione di **P** bit. I valori digitali di sen(ϕ) sono poi convertirti ai loro valori analogici mediante un **DAC** e poi filtrati attraverso un filtro passa basso **LPF**, che elimina le componenti di frequenza non volute. In ingresso all'accumulatore vi è un segnale di **M** bit denotato con **Fcw** detto "Frequency control word). Ad ogni ciclo di clock (**Fclk=1/Tclk**), l'accumulatore di fase incrementa se stesso di una quantità pari a **Fcw** fino a che non va in overflow. Essendo l'uscita dell'accumulatore la fase di una sinusoide, allora ad ogni overflow si ha un periodo della sinusoide. La **Fcw**, controllando la frequenza alla quale l'accumulatore va in overflow, controlla anche la frequenza della sinusoide.

Il generatore di sinusoide **G** è un blocco che ha il compito di generare, per ogni ciclo di clock, la quantità sinϕ essendo ϕ il valore della fase posto ingresso ad esso. Un modo economico ed efficiente per implementarlo è utilizzare una ROM in cui mappare i valori che assume una sinusoide in funzione della sua fase. Se in ingresso abbiamo una fase ϕ rappresentata da M bit (2^M valori) allora la nostra ROM dovrà avere 2^M locazioni di P bit (se si vuole che i valori della sinusoide siano quantizzati con P bit) in cui è mappato l'intervallo [0 : 2π]. L'uscita della ROM sarà applicata al DAC che darà in uscita il valore in tensione/corrente della quantità corrispondente a sin(ϕ). Per ogni ciclo di clock l'uscita dell'accumulatore cambia di **Fcw** quindi cambia la fase ϕ, l'uscita della ROM e il valore in uscita del DAC. Per chiarire il processo di generazione mediante DDS, facciamo un esempio.

Supponiamo di aver **M**=4, allora la ROM dovrà avere 2^M=2^4=16 word di **P** bit. Fissiamo **P**=8. La mappatura della ROM deve essere fatta in base alla tabella 2, avendo indicato con **ACC** l'uscita dell'accumulatore e suddiviso l'intervallo [0 : 2π] = [0 : 6.28] di ϕ in 16 livelli. Quindi la ROM sarà mappata in modo da avere (in notazione esadecimale) i valori riportati in tabella 3.

Supponiamo di porre **Fcw**=1 allora per ogni ciclo clock, facendo partire l'accumulatore da zero, si ha la sequenza espressa dalla tabella 4.

Allo step 16 l'accumulatore va in condizione d'**overflow**. Per cui l'uscita si azzera e si ricomincia a scandire la ROM dall'indirizzo: ADD_ROM = 0 QROM = 80. Come si vede, la sequenza ripercorre interamente quella mappa-

ACC	ϕ	sin ϕ	ACC	ϕ	sin ϕ	ACC	ϕ	sin ϕ	ACC	ϕ	sin ϕ
0000	0	0	0100	1.57	.9999	1000	3.14	00016	1100	4.71	-.9999
0001	.3925	.3825	0101	1.9625	.9242	1001	3.5325	-.3810	1101	5.1025	-.9248
0010	.785	.0706	0110	2.355	0.7079	1010	3.925	-.7056	1110	5.495	-7090
0011	1.1775	.9236	0111	2.7475	0.3839	1011	4.31175	-.9230	1111	5.8875	-.3854

***Tabella 2** Tabella di corrispondenza tra (ϕ) e sin(ϕ)*

ADD	Q(hex)	ADD	Q(hex)	ADD	Q(hex)	ADD	Q(hex)
0000	80	0100	FF	1000	80	1100	00
0001	B0	0101	F6	1001	4F	1101	9
0010	DA	0110	DA	1010	25	1110	25
0011	F6	0111	B0	1011	9	1111	4F

Tabella 3 *Rappresentazione esadecimale della mappatura in ROM*

ta in ROM. Quindi il numero di cicli di clock necessari per ricostruire la sinusoide dipende da valore di **Fcw**. Nel caso di **Fcw**=1 abbiamo proprio 2^M cicli di clock. Allora si può affermare che il periodo **To** della sinusoide in uscita è:

To = 2^M * Tclk

Quindi la frequenza è:

Fo = 1/To = 1 / (2^M * Tclk) = Fclk / 2^M.

Invece, se **Fcw** = 4, cioè **M**=2, allora la sequenza diventa quella mostrata in tabella 5.

STEP	ACC	ADD(hex)	Q(hex)
0	0	0	80
1	1	1	B0
2	2	2	DA
3	3	3	F6
4	4	4	FF
5	5	5	F6
6	6	6	DA
7	7	7	B0
8	8	8	80
9	9	9	4F
10	10	10	25
11	11	11	09
12	12	12	00
13	13	13	09
14	14	14	25
15	15	15	4F
16	0	0	80

Tabella 4 *Sequenza di generazione per Fcw=1*

Come si vede la sequenza è 4 volte più piccola del caso con Fcw=1. Il periodo **To** è pari a:

To = Tclk * (2^M) / Fcw

Quindi la frequenza è:

Fo = 1/To = Fcw * Fclk / 2^M

La formula trovata è quella generale per un sistema DDS a **M** bit per l'accumulatore e frequenza di clock **Fclk**. In pratica, il valore della frequenza **Fo** è limitato dal criterio di Nyquist che impone:
Fo_max < Fclk / 2 da cui segue **0** ≤ **Fcw** ≤ **2^(M-1)**. Volendo considerare i ritardi dovuti alla ROM e al **DAC** è più conservativo porre la massima frequenza pari a: **Fo_max = Fclk / 3.**

SPETTRO DEL SEGNALE DDS

Si dimostra che lo spettro del segnale è formato dalla componente a frequenza **Fo** e dalle componenti a frequenze **nFclk** ± **Fo** come mostrato in figura 4.

Larghezza di banda (Bandwidth)

Per un sistema DDS si definisce larghezza di banda (**Bandwidth**) come la differenza tra la massima e minima frequenza in gioco nel sistema. La massima frequenza è definita dal clock o

STEP	ACC	ADD(hex)	Q(hex)
0	0	0	80
1	4	1	B0
2	8	2	DA
3	C	3	F6
4	10	0	80

Tabella 5 *Sequenza di generazione per Fcw=4*

dalla massima frequenza di lavoro dei circuiti logici mentre la più bassa è quella ottenuta per il più basso valore di **Fcw** che è normalmente pari a zero.

Risoluzione di frequenza (Frequency Resolution)

Per un sistema DDS si definisce Risoluzione di frequenza (Frequency Resolution) come il più piccolo incremento di frequenza in uscita (normalmente frazione dei 1 Hz). Dipende dal numero di bit della **Fcw** e corrisponde alla variazione associata al bit meno significativo di Fcw. ovvero: Δ**Fo = Fclk / 2 M**.

SFDR (Spurious Free Dynamic Range)

Si definisce lo **SFDR** (Spurious Free Dynamic Range) come il rapporto tra l'ampiezza della componente a frequenza **Fo** e l'ampiezza più grande delle componenti spurie presenti nello spettro. Se **Ao** è l'ampiezza del segnale a frequenza Fo e As l'ampiezza massima dei segnali spuri, allora si può scrivere:

SFDR = 20* log Ao/As

I segnali spuri dipendono dalla qualità della mappatura della fase e dell'ampiezza della sinusoide.

DIMENSIONAMENTO DEL FILTRO D'USCITA

Per il dimensionamento del filtro LPF bisogna fare riferimento alle considerazioni fatte sullo spettro del segnale d'uscita. Il filtro, dovendo eliminare tutte le componenti superiori a **Fo** dovrà avere una frequenza di taglio pari a **Fo** e una banda di transizione larga pari a: **Fclk-2Fo** da come mostrato in figura 5.

La distanza in frequenza tra la componente **Fo** e la più vicina componente è:

Fclk – Fo - Fo = Fclk - 2Fo

In particolare, se **Fo=Fo_max = Fclk/2** si ha una banda di transizione nulla: **Fclk – 2 Fclk / 2 = 0** che diventa critico per la definizione dell'ordine del filtro.

Quindi sarà la bontà del filtro LPF che definisce la massima frequenza del generatore DDS In generale l'assunzione **Fo_max ˜ Fclk / 3** permette di dimensionare il filtro.

EVOLUZIONI E MIGLIORAMENTI DELLA TECNICA DDS

L'implementazione hardware della tecnica DDS nel corso degli anni ha subito delle migliorie in funzione del tecnologie , consumi e dell'ingombro. La necessità di avere elevate frequenze e alte risoluzioni comporta di avere un elevato M ed elevati **Fclk**. Queste due parametri definiscono la dimensione della ROM e la velocità di conversione del DAC.

Per quanto riguarda il primo aspetto sono state adottate numerose tecniche con lo scopo di ridurre le dimensioni della ROM nonostante elevati valori di M. Una nuova tecnica si basa sulla memorizzazione di un quarto della sinusoide poiché le rimanenti parti sono ricavabili da essa sfruttando la simmetria della sinusoide. Altre soluzioni proposte si basano su considerazioni di carattere matematico quali interpolazione lineare, funzioni trascendentali, ecc. Tutte queste tecniche nascono dal compromesso tra qualità spettrale, dimensione della ROM e numero di operazioni macchina necessari alla generazione. Più è accurata la generazione maggiore e' la qualità spettrale del segnale DDS (SFDR elevato) maggiore è la dimensione della ROM minore e' il numero di cicli macchina.

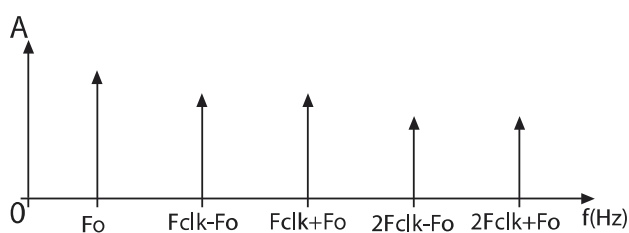



Figura 4 Spettro del segnale DDS

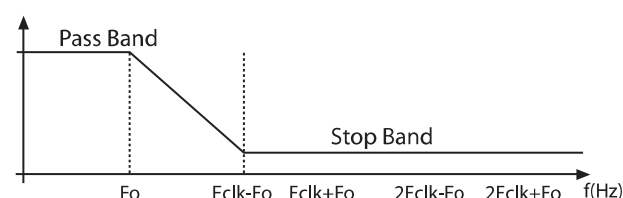



Figura 5 Risposta in frequenza filtro di uscita

Per quanto riguarda l'aspetto della velocità di conversione D/A oggi sono state adottate soluzioni quali le capacità commutate.

GENERAZIONE DDS MEDIANTE PIC 16XX

In questa parte dell'articolo è affrontato il problema di come implementare tale tecnica mediante l'uso di un microcontrollore. Nel nostro caso ci riferiamo ai microcontrollori della MicroChip e in particolare della famiglia 16FX. Questo vuol dire che è estendibile ad altre famiglie di processori della MicroChip o ad altre marche (Atmel, Maxim,ecc). Facendo riferimento allo schema a blocchi del DDS mostrato in figura 1, per l'implementazione mediante il micro dovremo realizzare l'accumulatore ACC, un generatore di clock, il generatore G ed infine un DAC.

L'accumulatore

Per la realizzazione dell'accumulatore, vista la natura digitale di questo blocco, non si hanno problemi. Definiamo la variabile acc come il nostro accumulatore e definiamo con **fcw** la variabile che contiene il valore della *frequency control word* precedentemente definita.
Genericamente la relazione matematica che ci permette di definire l'accumulatore è: **acc = acc + fcw** valutata ad ogni colpo di clock.
In linguaggio ASM una semplice routine (**_acc8**) che implementa un accumulatore a 8 bit può essere cosi scritta:

```
_acc8
  movf  fcw, 0        ;w = fcw
  lp    addwf acc,1   ;acc=acc + w =acc +fcw
  goto  lp
```

Nel caso si voglia realizzare un accumulatore a 16 bit, definite con **accl** e **accm** e **fcwl** e **fcwm** la parte LSB e MSB dell'accumulatore e della frequency word si può scrivere la sequenza **_acc16**:

```
_acc16

lp movf   fcwl, 0    ;w = fcwl
   addwf  accl, 1    ;accl = accl+w
   btfsc  status, c  ;is bit carrier=0 ?
   incf   accm, 1    ;false: c=1 then
                     ;increase the msb part
   movf   fcwm, 0    ;true: c=0 then w=fcwm
   addwf  accm, 1    ;accm=accm+w
   goto   lp
```

Prima dell'esecuzione dell'istruzione "**goto**" nelle variabili acc (accl e accm per i 16 bit) sono contenute i valori d'uscita dell'accumulatore. Per la realizzazione di un accumulatore si possono fruttare a pieno le risorse hardware del micro.

Il generatore di clock

Per quanto riguarda il clock di generazione che, come abbiamo visto entra in gioco nella formula di Fo, possiamo affermare che questo è definito dal numero d'istruzioni necessarie per compiere un'operazione completa d'accumulazione.
La fase d'accumulazione si ha ogni tre cicli (due per il **goto** e una per l'istruzione **addwf**) perciò la frequenza d'accumulazione è di 3 cicli macchina. Essendo il ciclo macchina, nel caso dei PIC, pari ad $^1/_4$ della frequenza di lavoro del micro (definita dal quarzo utilizzato), si può definire la frequenza di generazione come: **fclk = XTAL/(4*Ncycle)** dove **Ncycle** è il numero di cicli necessari alla completa generazione dell'accumulazione.
Nel caso in cui **Ncycle=3** e **XTAL=4MHz** => **FCLK=4e6/(4*3)=33.333KHz**

Il generatore G: come mappare la sinusoide

Un blocco fondamentale nello schema del DDS è rappresentato dal generatore **G** che genera in uscita i campioni quantizzati di una sinusoide in funzione della fase presente al suo ingresso.
Una possibile implementazione di questo blocco è chiaramente riferita alla costruzione di una routine-mappa nella program memory del PIC mediante l'istruzione RETLW. Supposto di fissare il valore di M=4 e di P=8 (ci riferiamo allo schema in figura 1) dobbiamo creare una mappa di corrispondenza che ha 2^M=2^4=16 valori e ognuno di questi composto da P=8 bit. Ciò significa che abbiamo discretizzato l'intervallo [0:2p] di variazione della fase in 16 livelli e la dinamica della sinu-

soide in uscita in 256 valori (2^P).
Un esempio di questa mappa-routine può essere:

```
mappa_sin
    addwf    pcl.1    ; pcl = pcl +w
    retlw    0x00     ; valore per fase=0
    retlw    0x02     ; valore per fase=2
    ...
    retlw    0x00     ; valore per fase=2
```

Prima di chiamare la routine mappa_sin bisogna caricare in w il valore della fase. All'uscita della routine in w è caricato il valore della sinusoide corrispondente. Nel caso del DDS questa fase è fornita dall'uscita dell'accumulatore. Quindi un esempio di DDS con M=4 e P=8 con uscita digitale (sin) potrebbe essere scritto in termini ASM:

```
_dds8
     movf    fcw, 0     ;w = fcw
lp   addwf   acc,1      ;acc = acc+w = acc+fcw
     movf    acc,0      ;w = acc
     call    mappa_sin  ;richiama la routine
                        ;mappa_sin con w
     movwf   sin        ;sin = w
     goto    lp         ;vai alla label lp
```

Nella variabile sin è caricato il valore della sinusoide. In tal caso il numero di cicli necessario per la generazione della sinusoide, in altre parole il numero di cicli che intercorre tra la movwf sin e il successivo è Ncycle=8 per cui la frequenza di generazione è:

Fclk =Xtal*(4*Ncycle)=4e6/(4*8)=125KHz

Per fcw=1 si genera in uscita una sinusoide con frequenza:

Fo=fcw*fclk/(2^M)=1*125e3/16=7.8125KHz

La soluzione proposta ha come vantaggio la possibilità di mappare internamente al micro la sinusoide o un altra forma d'onda senza l'utilizzo di memorie esterne. Uno svantaggio è rap-

Le so tutte!!!

Risposta al quesito codice LST23904

```
PROCESSOR   16F84A
RADIX       DEC
include     "P16F84A.INC"
num         equ   11          ;num=1011
ORG         0x00
movlw       num               ;W=00001011
clrc                          ;azzera il bit C del reg. status
rlf         W,0               ;W=00010110
rlf         W,1               ;W=00101100
addlw       0x0C              ;W=00111000
andlw       0x1C              ;W=00011000
rrf         w,0               ;W=00001100
end
```

Alla fine del programma l'accumulatore W contiene il valore 00001100 binario (12 decimale).
Le istruzioni sono 7 e ciascuna viene eseguita in un ciclo istruzione. Un ciclo istruzione corrisponde ad un quarto della frequenza dell'oscillatore esterno quindi, in questo caso, le istruzioni vengono eseguite con una frequenza di 1MHz. Il programma viene dunque eseguito in 7 microsecondi.

Il vincitore di Aprile 2005 (Vincitore LST23803)
I nostri complimenti a Vincenzo Carollo di Varese
che vince un abbonamento a Fare Elettronica!

presentato dal fatto che nel caso si utilizzino M elevati il numero di righe di programma usati per memorizzare la sinusoide diventa alto se non proibitivo per alcuni micro con limitata program memory. Per esempio se M=16 si dovrebbero usare 2^16=65536 line di programma ovvero avere almeno 64KB di program memory. (Il 16F84A ha1KB di program memory!).

Conversione A/D

La fase finale della generazione DDS si esaurisce con la conversione digitale analogica in cui i campioni quantizzati della sinusoide presenti all'uscita del generatore G sono convertiti nelle corrispondenti grandezze analogiche mediante un DAC.
Nel caso dell'implementazione mediante PIC la mancanza di un DAC all'interno del chip costringe all'utilizzo di un circuito DAC esterno. Tale circuito può essere una rete a resistori pesati o direttamente un chip preposto per questo (vedi Maxim) collegati ad una porta (per esempio la porta B del PIC16F84A).
In tal caso il codice asm prima proposto verrebbe modificato sostituendo la variabile sin con PORTB, avendo configurato questa come OUTPUT (registro TRISB=0h).

La soluzione per i PIC

Come esposto prima gli inconvenienti principali nell'implementare il DDS con un PIC sono la conversione D/A e la mappatura della sinusoide poiché il primo richiede un circuito esterno mentre il secondo un alto consumo di memoria. Una soluzione al problema della mappatura può essere basata sulla seguente considerazione:

Il bit 7 di una variabile a 8 bit (256 valori), che è incrementata di un'unità ad ogni colpo di clock, rimane a zero per 128 colpi di clock e per i rimanenti 128 colpi diventa uno. In base al valore assunto dalla variabile il bit 7 diventa "1" o "0".
Più precisamente per tutti i valori compresi da 0 a 127 il bit 7 è "0" mentre per i valori che vanno da 128 a 255 è "1". In tal modo in maniera automatica abbiamo mappato un'onda quadra.

In figura 6 è mostrata la mappatura dell'onda in funzione del valore del byte che rappresenta la sua "fase".

Il nostro generatore **G** può essere, quindi, visto come un blocco che ha in ingresso un byte e in uscita un solo bit che corrisponde essere il bit 7 dello stesso byte di ingresso.
Quindi abbiamo mappato la forma d'onda da riprodurre in uscita senza utilizzare risorse di memorie ma utilizzando la variabile ACC, che implementa l'accumulatore. Il generatore DDS realizzato con un micro PIC ha la caratteristica di avere un onda quadra in uscita senza l'utilizzo di circuiti esterni.
Queste considerazioni possono essere estese anche nel caso generale di P bit basta prendere il bit più significativo della variabile usata come accumulatore.

Soluzioni per la conversione DA

Avendo risolto il problema della mappatura, praticamente a costo zero, nasce il problema della conversione in modo da avere in uscita il segnale analogico voluto. Esistono due possibili vie:

- Utilizzare un filtro LPF da porre in uscita al DDS in modo da estrarre dall'onda quadra, presente in uscita dal DDS, la componente fondamentale.
- Utilizzare la tecnica PWM per generare un segnale analogico. Questo è possibile controllando il modulo di generazione PWM mediante l'uscita dell'accumulatore. In tal caso volendo una buona definizione del segnale in uscita bisogna garantire un certo numero di impulsi PWM con conseguente diminuzione della frequenza di generazione.

CONCLUSIONI

In quest'articolo sono stati esposti la tecnica DDS e le tecniche e gli accorgimenti necessari per l'implementazione mediante i processori PIC. Come si può vedere è possibile ottenere buoni risultati con basso impatto in termini di righe programma e di componenti esterni.
Nei prossimi articoli saranno presentati dei progetti pratici che implementano tale tecnica.

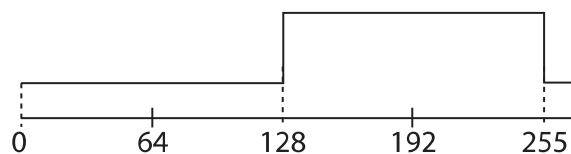



Figura 6 Corrispondenza tra onda quadra e byte

Alimentatori switching:

Nelle pagine seguenti entrerò un poco più nel dettaglio nelle caratteristiche e nella selezione dei trasformatori per switching. Presenterò di seguito uno switching con controllo PWM V-Mode, di tipo forward push-pull, con il quale potrete effettuare tutti i vostri esperimenti.

IL TRASFORMATORE

Nella puntata precedente abbiamo introdotto la macchina elettrica "trasformatore", costituito in generale da due o più avvolgimenti di filo conduttore, avvolti su un opportuno nucleo di materiale ferromagnetico. Addentriamoci ora alla "scoperta" del nucleo.

NUCLEI PER TRASFORMATORI SWITCHING

Storicamente, i primi nuclei in ferrite per trasformatori switching hanno copiato la forma di quelli in lamierino tradizionale, cioè la forma a "E" o meglio a doppia "E", visibile in figura 1. La struttura in due pezzi è utile in quanto, così come nei trasformatori in lamierini, si può prima realizzare l'avvolgimento con apposite macchine automatiche, e solo dopo inserire il nucleo ferromagnetico, semplificando notevolmente la realizzazione del trasformatore e riducendone di conseguenza i costi.

Nel corso degli anni, e con l'avanzamento delle tecniche manifatturiere, sono stati introdotte sul mercato nuove forme per i nuclei, ciascuna caratterizzata da differenti proprietà, con relativi pregi e difetti, vedi figura 2.

Ad esempio un nucleo EFD presenta un profilo ribassato e quindi minore ingombro (a parità di sopportazione di potenza) rispetto al classico nucleo a doppia "E". I nuclei RM, PQ, EP e P hanno invece l'interessante proprietà di racchiudere, parzialmente (i primi tre) o quasi totalmente (P), l'avvolgimento di filo conduttore, fungendo così da schermo e riducendo le emissioni elettromagnetiche, rispetto al doppia "E". Il toroide infine, è l'unico costituito da un solo pezzo e presenta emissioni molto ridotte, tuttavia il prezzo da pagare è l'aumento della complessità per la realizzazione dell'avvolgimento.

TIPI DI FERRITE

Ciascun costruttore è in grado di fornire ferriti particolarmente adatte alle diverse applicazioni. Non dimentichiamoci infatti, che le ferriti non sono utilizzate solo negli switching, ma anche per trasformatori lineari a larga banda, per bobine ad elevato Q nei filtri analogici, per circuiti risonanti, per interruttori di prossimità, eccetera. Il costruttore, modificando la struttura chimica e/o il processo di fabbricazione, è in grado di realizzare ferriti "ad hoc" per i nostri switching. Ricordate quindi **che non basta utilizzare una qualsiasi ferrite trovata nel cassetto per ottenere uno switching funzionante!** Per fortuna gli stessi fabbricanti ci aiutano nella selezione, vedi qualche esempio in tabella 1.

Costruttore	Denominazione materiale	Note
EPCOS	N27	Fino max. 100kHz
EPCOS	N87	Oltre 100kHz
FERROXCUBE	Serie 3Cxx	Fino max. 150kHz
FERROXCUBE	Serie 3Fxx	Oltre 150kHz

***Tabella 1** Alcuni tipi di ferrite adatti per gli switching*

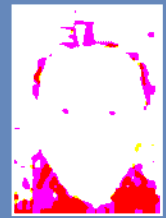
di Romano Bernarducci
r.bernarducci@farelettronica.com

Switching push-pull

Figura 1 Nucleo in ferrite a doppia "E"

Qualunque sia la forma ed il materiale costituente il nucleo, si può in prima approssimazione affermare, a parità di materiale e di frequenza, che:

La sopportazione di potenza di un nucleo è strettamente legata al suo volume, e quindi alle sue dimensioni.

Dal grafico di isteresi B-H delle ferriti visto in precedenza, deriva inoltre la seguente proprietà:

Il nucleo magnetico di un trasformatore per switching (ma anche di un'induttanza), NON deve MAI lavorare in condizioni di saturazione del flusso.

Questo perchè, in saturazione, la permeabilità relativa del nucleo scende a 1, e quindi il valore dell'induttanza decresce enormemente. Ricordando la formula che fornisce la corrente nell'induttanza:

$$I_L = V_L / L * t$$

se L diminuisce drasticamente, analogamente aumenta la corrente, con le ovvie, nefaste, conseguenze (anche distruttive).

Quanto vale il valore massimo della densità di flusso B, alla saturazione?

Ovviamente dipende dal materiale: il lamierino di "ferro" (vedi nota 1) utilizzato nei trasformatori tradizionali (non switching) arriva fino a ben 1,6 Tesla = 16000 Gauss. Le ferriti sono limitate in genere a 0,4 Tesla (4000 Gauss), a temperatura ambiente. Da questo punto di vista, la temperatura peggiora la situzione, in quanto l'agitazione termica tende a "rompere" l'allineamento delle isole magnetiche e quindi a ridurre il flusso massimo disponibile. Per questo motivo quasi tutti i costruttori, anche allo scopo di ridurre le perdite per isteresi, consigliano un valore massimo di 0,2 Tesla (2000 Gauss), o anche meno, a seconda della frequenza di utilizzo dello switching. In figura 3 è riportato a titolo esemplificativo il grafico di isteresi B-H (solo primo quadrante, con B e H > 0) delle ferriti Epcos (ex Siemens) tipo N27 e N67.

In aggiunta a questo, occorre considerare un'altra limitazione delle ferriti, legata anch'essa alla temperatura. Introduciamo la **Temperatura di Curie**.

Figura 2 Altri tipi di nuclei in ferrite

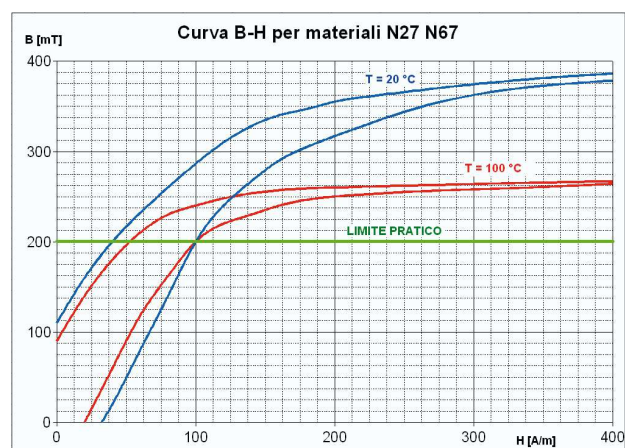



Figura 3 Grafico B-H per materiali N27 e N67

La *Temperatura di Curie* è quella temperatura caratteristica dei materiali ferromagnetici, oltre la quale l'agitazione termica distrugge l'allineamento delle isole magnetiche. Ricordando che queste ultime sono alla base dell'incremento di flusso rispetto al vuoto, ciò equivale a dire che il nucleo **perde** le sue proprietà ferromagnetiche. Tale effetto è comunque reversibile, cioè raffreddando il nucleo sotto la temperatura di Curie, esso recupera le sue caratteristiche ferromagnetiche usuali.

Anche il superamento della temperatura di Curie ha un effetto disastroso sugli switching, a causa dello stesso aumento di corrente già citato. La temperatura di Curie per gli stessi materiali N27 e N67 appena visti, essendo pari a circa 220 °C, è però ben maggiore di quella operativa tipica; per quest'ultima il costruttore (Epcos) consiglia il valore di 100 °C come massimo assoluto, quindi ben inferiore alla temperatura di Curie.

Nota 1: *qui e in precedenza ho utilizzato il termine "ferro" per congruenza con la traduzione del termine inglese "iron", comunemente utilizzata in tutti i testi anglosassoni. In realtà il lamierino per usi magnetici è una lega ferro-silicio, comunemente chiamata* ***acciaio magnetico*** *(anche se, a rigore, l'acciaio è una lega ferro-carbonio).*

PERDITE NEI TRASFORMATORI: LE CORRENTI INDOTTE

Nella puntata precedente abbiamo parlato della prima fonte di perdite nel nucleo dei trasformatori: le **perdite per isteresi**, dovute all'area percorsa nel ciclo B-H durante ogni variazione di flusso. Per completezza diciamo che esiste un'altra fonte di perdite nei nuclei: le **perdite per correnti indotte**, denominate normalmente nei testi inglesi come *"eddy current losses"*. Queste perdite derivano dall'applicazione della legge di Faraday-Neumann-Lenz applicata al nucleo. Sappiamo infatti che qualunque variazione di flusso magnetico, "genera" una tensione ai capi di qualsiasi conduttore "immerso" nel campo magnetico.
Se il nucleo fosse di materiale conduttore, la tensione indotta vi farebbe scorrere una corrente, e quindi dissipare energia. E' ovvio (Legge di Ohm) che tale dissipazione dipende direttamente dalla conducibilità, e quindi inversamente dalla resistenza, del nucleo. Se il nucleo fosse addirittura metallico, quindi molto conduttivo, le perdite sarebbero molto elevate.

Come ridurre le perdite nei trasformatori di rete, che quasi sempre hanno il nucleo metallico?
Si utilizza un nucleo non "pieno", ma **laminato**, costituito cioè da un grande numero di lamierini sovrapposti ed isolati tra loro da uno strato di sottile vernice. La figura 4 chiarisce quanto detto. A sinistra è riportata una **sezione** di un ipotetico nucleo metallico "pieno", a destra la stessa **sezione** di un nucleo dello stesso materiale e delle stesse dimensioni (supponiamo trascurabile l'ingombro della vernice), ma **laminato**.

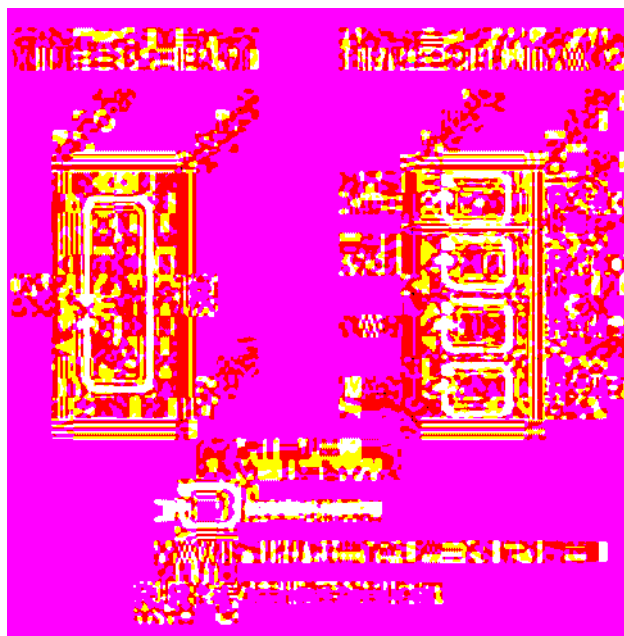



Figura 4 Nucleo "pieno" e laminato

Nel caso di nucleo "pieno", le perdite si possono calcolare come:

$$P_{DISS,\ PIENO} = V^2 / R$$

Nel caso di nucleo laminato, con 4 lamierini, le perdite saranno la somma delle perdite di ciascun lamierino, cioè:

$$P_{DISS,\ LAMINATO} = \text{numero lamierini} * (V / 4)^2 / (R * 4) =$$
$$= 4 * (V / 4)^2 / (R * 4) = (V / 4)^2 / R$$

cioè **ben 16 volte inferiori** rispetto al nucleo "pieno"!

E adesso, una buona notizia: la resistività delle ferriti normalmente utilizzate per i nuclei dei trasformatori switching, è molto più alta rispetto ai conduttori, e può avere valori di qualche ohm per metro. Confrontando questo valore con quello del rame, che è pari a 1,7241 * 10^{-8} [Ω * m], si può dire che **la resistività delle ferrite è milioni o miliardi di volte più elevata rispetto ai conduttori**.

Come conseguenza:

Le perdite nei nuclei in ferrite per i trasformatori switching, sono dovute quasi esclusivamente alle **perdite per isteresi**, essendo quelle per correnti indotte molto inferiori.

CASE COSTRUTTRICI DI FERRITI

Una lista sicuramente non esaustiva di costruttori di ferriti, e particolarmente delle cosiddette *"soft-ferrites"* (vedi nota 2) o ferriti "soffici" adatte ai trasformatori switching, è riportata di seguito:

- EPCOS (ex SIEMENS)
- FERROXCUBE (ex PHILIPS)
- FAIR-RITE
- MMG NEOSID
- TDK

In fondo alla puntata troverete i link alle relative pagine Web.

Nota 2: *Si intendono "soft ferrites" le ferriti che a riposo (H = 0), presentano magnetizzazione residua ridotta (quindi B piccola), a differenza delle "hard ferrites" che anche a riposo, presentano una magnetizzazione residua notevole (quindi B grande).*

TIPOLOGIA PUSH-PULL: CALCOLI

I calcoli per dimensionare uno switching di tipo push-pull sono leggermente più complessi di quelli visti finora, ma ancora perfettamente alla nostra portata. Innanzitutto, consideriamo solo la parte a sinistra dei diodi di uscita, vedi figura 5.

Se ricordate le formule di progetto valide per i trasformatori (FE 239), noterete che, durante la commutazione alternata di ciascun semi-primario, ai secondari sarà presente una tensione ad onda quadra, con valore di picco pari alla tensione sul primario Vi, moltiplicata per il rapporto Ns/Np.

Cosa succede se variamo il duty-cycle del PWM di controllo, ad esempio quello contenuto all'interno del SG3525? Ovviamente tale variazione si ripercuoterà direttamente sulla forma d'onda in uscita. L'onda quadra generata dalla commutazione dei primari, viene rettificata dai diodi D1 e D2 ed applicata al "filtro" LC in uscita.

Non vi sembra qualcosa di già noto?

Ma si, è un classico switching buck, alimentato da una forma d'onda quadra variabile e con due diodi di recupero invece che uno solo!

Quindi, possiamo dire che la tipologia push-pull è costituita dalla cascata di:

1. Uno stadio PWM con trasformatore di tensione, che può aumentare (se Ns > Np), diminuire (se Ns < Np) o lasciare invariata (se Ns = Np) la tensione di ingresso.
2. Uno stadio "riduttore di tensione" in tipologia buck.

La procedura di calcolo consisterà quindi di due passi separati.

PUSH-PULL: CALCOLO STADIO TRASFORMATORE

La prima cosa da fare, è selezionare le dimensioni del nucleo del trasformatore. **La scelta viene fatta a seconda della potenza desiderata.** Il calcolo in forma diretta è molto complesso in quanto deve tenere conto di due aspetti limita-

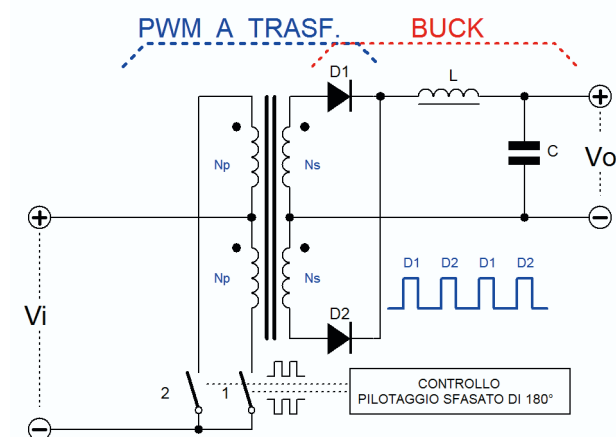
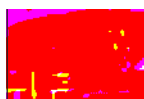



Figura 5 *Tipologia push-pull*

tivi: a) l'incremento di temperatura del nucleo dovuto alle perdite per isteresi e b) quello causato dal riscaldamento del rame dell'avvolgimento. Trovare il punto ottimale, cioè che minimizzi il volume occupato, l'aumento di temperatura e la lunghezza/diametro dell'avvolgimento è estremamente complicato. Per questo motivo si utilizzano delle tabelle che forniscono la massima potenza per ciascun nucleo, ad una determinata frequenza, e supponendo equivalenti i due contributi al surriscaldamento appena citati. La figura 6 riporta le massime potenze ammissibili, per un nucleo a doppia "E", in uno switching in configurazione push-pull.

	N27	N87
f_{typ}[kHz]	25	100
E 5		1,7
E 6,3		2,4
E 8,8		5,0
E 13/7/4	5	28
E 14/8/4	7	
E 16/6/5	9	
E 16/8/5	13	67
E 19/8/5	16	82
E 20/10/6	26	118
E 21/9/5	15	
E 25/13/7	49	218
E 25,4/10/7	42	189
E 30/15/7	94	418
E 32/16/9	118	525
E 32/16/11		566
E 34/14/9	118	
E 36/18/11	146	652
E 40/16/12	172	768
E 42/21/15	214	952
E 42/21/20	289	1290
E 47/20/16	304	1350
E 55/28/21	538	2396
E 55/28/25	763	3400
E 56/24/19	532	
E 65/32/27	1091	4860
E 70/33/32	1453	6500
E 80/38/20	1503	6700

Figura 6 *Potenze massime trasferibili per vari nuclei di tipo "E" (fonte Epcos)*

Notate come, a parità di nucleo E20/10/6, salendo in frequenza da 25kHz (materiale N27) a 100kHz (materiale N87), la potenza trasferibile passi da 26W a ben 118W!
Come curiosità notate pure la potenza trasferibile da un nucleo E80 (8x8 cm) in materiale N87: ben 6,7 kilowatt! Per altri nuclei e altri materiali, vi rimando ai link a fine puntata.

Supponiamo ora di voler realizzare un alimentatore switching push-pull, avente le seguenti caratteristiche:

- $V_{IN,MIN} = 9V$
- $V_{IN,MAX} = 18V$
- $V_{OUT} = 3,3V$
- $I_{OUT,\,MAX} = 1,5A$

Calcoliamo subito la potenza in uscita:

$$P_{OUT} = V_{OUT} * I_{OUT,MAX} = 4,95W$$

Ipotizzando un'efficienza del $\eta = 75\%$, otteniamo per la potenza di ingresso:

$$P_{IN} = P_{OUT} / \eta = 4,95 / 0,75 = 6,6W$$

Scegliamo quindi un nucleo E20/10/6, che ci può garantire 26W a $f_{sw} = 25kHz$, sicuramente più che abbondanti.

NOTA: le tre cifre che, di norma, seguono l'indicazione del nucleo ad "E", si riferiscono alle **dimensioni in millimetri del seminucleo**. Quindi E20/10/6 indica un seminucleo largo 20mm, profondo 10mm ed alto 6mm. Il nucleo intero avrà quindi dimensioni 20x20x6mm.

Una volta scelto il trasformatore, calcoliamo il numero di spire ottimale per il primario, tenendo ben presente che dobbiamo evitare la saturazione del trasformatore.
Dalla Legge di Faraday sappiamo che la tensione indotta ai capi di una spira vale:

$$V = - \Delta\phi / \Delta t$$

Nel caso di un avvolgimento primario composto di Np spire, sottoposto alla tensione V_{IN}, vale la:

$$V_{IN} / Np = - \Delta\phi / \Delta t$$

o meglio, in valore assoluto:

$$\Delta\phi = V_{IN} / Np * \Delta t$$

Sappiamo che ϕ, flusso magnetico totale, è dato dalla densità di flusso B moltiplicata per l'area entro cui tale flusso scorre. Abbiamo già precisato che tutto il flusso magnetico è in pratica confinato nel nucleo in ferrite, quindi leggiamo dal datasheet dell'E20/10/6, quanto vale l'area effettiva della sezione attraversata dal flusso, indicata con Ae:

$$Ae = 32{,}1 mm^2$$

Per prudenza, è bene utilizzare però il valore **minimo** della stessa area, denominato Amin, sempre minore o uguale al precedente:

$$Amin = 31{,}9 mm^2$$

Possiamo quindi scrivere:

$$\Delta B * Amin = V_{IN} / Np * \Delta t$$

Poiché vogliamo ottimizzare il nostro trasformatore, dobbiamo imporre che la densità di flusso sia pari al massimo sopportabile dalla ferrite, $B = B_{MAX}$.
Cautelativamente consideriamo 160mT come massimo, tuttavia, **nel push-pull, grazie ai due primari, il flusso va da positivo (+160mT) a negativo (-160mT), e viceversa, ad ogni ciclo.**
Vedremo in seguito che questa caratteristica permette quasi un raddoppio della potenza disponibile, a parità di nucleo e di frequenza, rispetto ad altre tipologie cosiddette **single-ended, nelle quali il flusso può andare solo da un minimo di 0mT ad un massimo +160mT e viceversa.**
Sostituendo $\Delta B = \Delta B_{MAX}$ e $\Delta t = T_{ON}$ nella precedente e riordinando si ottiene la formula 1.

Formula 1
$V_{IN} * T_{ON} = \Delta B_{MAX} * Amin * Np$

Se il sistema di controllo PWM funziona correttamente, il **prodotto $V_{IN} * T_{ON}$ è massimo quando la tensione di ingresso V_{IN} è minima, e T_{ON} è massimo.** Questo perchè è impossibile, **in situazioni normali**, che sia contemporaneamente $V_{IN} = V_{IN,MAX}$ e $T_{ON} = T_{ON,MAX}$.

Scegliamo ora (a piacimento, ma rimanendo nel range consigliato dalla Epcos per il materiale N27) la frequenza di switching di 60kHz; avremo quindi un periodo di accensione massimo di ciascuno switch, pari a:

$$T_{ON,MAX} = 1 / 60000 = 16{,}67 \mu s$$

In realtà qualsiasi circuito di controllo PWM per push-pull, introduce un tempo morto (dead-time) durante il quale NESSUNA uscita è attiva. Per questo considereremo un tempo massimo ON, pari all'80% di quello appena calcolato:

$$T_{ON,MAX} = 16{,}67 * 0{,}8 = 13{,}33 \mu s$$

Dalla formula 1, ne consegue quindi che:

$$Np = 9 * 13{,}33 * 10^{-6} / (0{,}32 * 31{,}9 * 10^{-6}) = = 11{,}75 \text{ spire}$$

che arrotonderemo a 12 spire.

Domanda: perchè 12 e non 11?

La risposta è evidente dalla formula 1, considerando che i termini Np e B sono moltiplicativi: **a parità degli altri parametri**, arrotondare per eccesso Np provoca una **riduzione** del flusso massimo, viceversa, l'arrotondamento per difetto di Np provoca un **aumento** del flusso massimo.
Con questo numero di spire, possiamo essere certi che, anche nelle condizioni più critiche, la densità di flusso B nel nostro trasformatore non supererà mai i limiti di ±160mT.

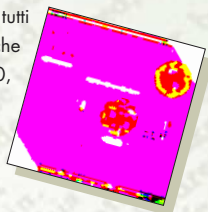
Per il calcolo delle spire dei secondari, possiamo utilizzare le seguenti considerazioni.
All'ingresso del filtro LC di uscita, è presente un'onda quadra con ampiezza di picco pari alla minima tensione di ingresso, moltiplicata per il rapporto Ns/Np, e diminuita della caduta di tensione sui diodi, cioè:

$$V_{IN,LC} = V_{IN,MIN} * Ns / Np - V_D$$

CD-Rom e Data Book ECA

La migliore Documentazione Tecnica

ECA-403 VRT-DISK 2005

Contiene 120.000 dispositivi differenti (transistor, diodi, tiristori e IC), includendo i dati salienti, il costruttore e quando possibile l'appropriato equivalente. In aggiunta alla descrizione dei pin di tutti i semiconduttori discreti, questo cdrom contiene anche la descrizione dei pin per tutti i CMOS 4000/7400, TTL 7400, molti amplificatori operazionali e alcuni IC audio e video.

ECA-407 LIN-DISK 2003

Contiene il database e la tavola degli equivalenti degli amplificatori operazionali, comparatori, stabilizzatori e regolatori. Un potente motore di ricerca permette di interrogare il database cercando non solo per tipo ma per costruttore, per contenitore, pinout e voltaggio.

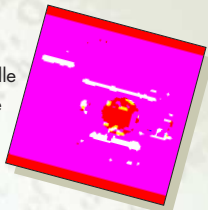
ECA-404 MEM-DISK 2000

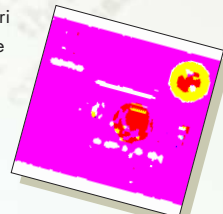
Più di 50.000 memorie differenti, come dRAM, sRAM, EPROM, EEPROM, FIFO e vRAM, con tutti i necessari valori e caratteristiche, pin-outs, tavole della verità, disegno del contenitore e costruttore (con indirizzo). Il programma consente la creazione di 5 data-base personali, dove memorizzare i risultati delle ricerche, questo è utile per la comparazione dei componenti.

ECA-408 OPTO-DISK 2003

Contiene il database e la tabella degli equivalenti per i trasmettitori (LED, IRED, Laser diodi, barre LED e array), ricevitori (fotodiodi e transistor, foto resistenze, foto ICs, foto elementi, celle solari e pyrodetectors), fotoaccoppiatori (fotodiodi, transistor e darlington, digital Ics, amplificatori, foto FET, SCR e foto resistenze), foto relay, foto interruttori, sensori a riflessione (foto sensori) e coppie di trasmettitori e ricevitori.

ECA-405 CMOS/TTL-DISK 2003

Più di 85.000 circuiti integrati digitali, per i quali sono specificati caratteristiche e valori massimi. Il semplice click del mouse, sul componente selezionato, farà apparire: lo schema interno, le dimensioni del contenitore, specifiche dettagliate delle funzioni, tavola della verità, informazioni sulle applicazioni, i contenitori disponibili, il costruttore (completo di indirizzo) e il simbolo secondo lo standard IEEE 91.

ECA-409 DDV-DISK 2002

Oltre 47.000 diodi e tiristori con le loro valori massimi consentiti, pin-out, dati del costruttore e dimensioni.

ECA-406 TDV-DISK 2003

Oltre 100.000 transistor e FET, da A...Z, 2N21...2N7228 fino a 2...40 000...μ. Sono indicati i valori massimi e le caratteristiche, l'assegnazione dei pin, il costruttore e le dimensioni. Oltre alla ricerca per "tipo", il programma consente una "ricerca selettiva" in accordo con alcuni dati importanti, quali "potenza" e "voltaggio".

DATA BOOK ECA 2005

VRT book è la versione cartacea in due volumi del VRT-Disk. Contiene le tabelle comparative di oltre 130.000 componenti tra Transistori, Tiristori, Diodi, circuiti integrati, ecc...
Audio AMP è un nuovo data-book sugli amplificatori audio con oltre 3500 circuiti diversi.

La tensione in uscita al filtro LC, sarà semplicemente il **valore medio** della tensione di ingresso, cioè sarà pari alla tensione di ingresso moltiplicata per il duty-cyle massimo:

$$V_{OUT,LC} = V_{IN,LC} * 0,8$$

e sostituendo nella precedente otteniamo:

$$Ns = (V_{OUT,LC} / 0,8 + V_D) * Np / V_{IN,MIN}$$

Utilizzando i valori numerici si ha, infine:

$$Ns = (3,3 / 0,8 + 0,5) * 12 / 9 = 6,17 \text{ spire}$$

che arrotonderemo a 6.

PUSH-PULL: CALCOLO STADIO DI USCITA BUCK

Il calcolo dell'LC di uscita è a questo punto, molto semplice.
Scegliamo il ripple di corrente nell'induttanza, pari al 20% (picco-picco) della corrente massima.
Quindi:

$$\Delta I_L = 1,5 * 20\% = 0,3A$$

Calcoliamo l'induttanza L, quando $V_{IN} = V_{IN,MIN} = 9V$.
La tensione all'ingresso dell'induttanza sarà pari alla tensione sul primario, moltiplicata per il rapporto Ns/Np, e diminuita della caduta sul diodo (solo uno alla volta è attivo):

$$V_{IN,LC} = V_{IN} * Ns / Np - V_D = 9 * 6 / 12 - 0,5 = 4V$$

La differenza di tensione ai capi dell'induttanza sarà quindi pari a $\Delta V_L = 4 - 3,3 = 0,7V$.
Sappiamo che quando $V_{IN} = V_{IN,MIN}$, il tempo di accensione è massimo:

$$T_{ON} = 13,33\mu s$$

Ne deriva quindi:

$$L=\Delta V_L * T_{ON} / \Delta I_L = 0,7 * 13,33 * 10^{-6} / 0,3= 31,1\mu H$$

Calcoliamo ora l'induttanza L, quando $V_{IN} = V_{IN,MAX} = 18V$.

$$V_{IN,LC}=V_{IN} * Ns / Np - V_D=18 * 6 / 12 - 0,5=8,5V$$

La differenza di tensione ai capi dell'induttanza sarà quindi pari a $\Delta V_L = 8,5 - 3,3 = 5,2V$. Sappiamo che quando $V_{IN} = V_{IN,MAX}$, il tempo di accensione è minimo, e vale circa la metà del precedente (essendo 18V doppio rispetto a 9V):

$$T_{ON} = 6,67\mu s$$

Ne deriva quindi:

$$L = \Delta V_L*T_{ON}/\Delta I_L = 5,2*6,67*10^{-6}/0,3 = 115,6\mu H$$

Se vogliamo quindi che sia garantito il ripple massimo della corrente nell'induttanza, occorre utilizzare un'induttanza da almeno 120μH.
Altrimenti, se è accettabile un ripple pari al 20% solo quando $V_{IN} = V_{IN,MIN} = 9V$, e via via più alto all'aumentare di V_{IN}, qualunque induttanza di valore superiore od uguale a 33μH fa al nostro caso.
In questo caso ho scelto la già nota induttanza 50μH-3A-0,08Ω, catalogo Distrelec codice 35 07 84. In questo caso il ripple di corrente quando $V_{IN} = V_{IN,MAX} = 18V$, sarà maggiore del 20% del valore medio, ed uguale a:

$$\Delta I_L = \Delta V_L * T_{ON} / L = 5,2 * 6,67 * 10^{-6} / 50 * 10^{-6} = 0,694A \ (46,2\%)$$

Calcolo del condensatore di uscita

Ipotizzando per semplicità che la totalità del ripple sia dovuta all'ESR, e considerando accettabile un ripple di tensione di 100mV picco-picco, abbiamo che:

$$ESR = \Delta V_{ESR} / \Delta I_L = 0,1 / 0,694 = 0,144\Omega$$

Ho utilizzato un condensatore 220μ-16V-105° della Panasonic, tipo EEUFC1C221, con ESR dichiarato pari a 0,117Ω.

SCHEMA ELETTRICO

Lo schema elettrico completo dello switching push-pull è riportato in figura 7.

Partendo dal pin 1, fornirò adesso informazio-

ni più dettagliate per la realizzazione di vostri progetti custom.

- **Pin 1** – IN-, Ingresso Invertente dell'amplificatore di errore. A questo pin viene riportata la tensione di uscita da comparare con il riferimento.
  Poiché in questo switching la tensione di uscita (3,3V) è minore della tensione del riferimento interno (5,1V), il classico partitore di riduzione non sarà montato qui, ma sulla tensione di riferimento. Il guadagno dell'anello di controreazione, in DC, è dato dal rapporto R4 / R6. La rete C2 / R5 ha il compito di assicurare la stabilità della retroazione, riducendo il guadagno a frequenze medie e medio/alte.
- **Pin 2** – IN+, Ingresso non invertente dell'amplificatore di errore. Come anticipato, a questo pin viene riportata la tensione di riferimento interna (5,1V), previa opportuna partizione effettuata dalle resistenze R1, R7 e dal trimmer RV1. Con i valori riportati, sarà possibile regolare la tensione di uscita da un minimo di 5,1 * R1 / (R1 + R7) = 2,55V, ad un massimo di 5,1 * (R1 + RV1) / (R1 + RV1 + R7) = 3,4V.
- **Pin 3** – SYNC, Ingresso di sincronismo. Utile se si vuole sincronizzare l'oscillatore interno ad altri oscillatori esterni. Non usato.
- **Pin 4** – OSC-O, Uscita Oscillatore. Fornisce un'uscita "bufferizzata" dell'oscillatore interno. ATTENZIONE: anche un carico di un 1 MΩ, modifica la frequenza di oscillazione di molti punti percentuali. Se volete misurare con esattezza la frequenza, utilizzate invece una delle due uscite OUT A oppure OUT B e moltiplicate per due.
- **Pin 5** – CT, Condensatore di Timing. Collegare un condensatore del valore minimo di 1n. La frequenza di oscillazione dipende anche dalle resistenze collegate ai pin 6 e 7, secondo la formula: fosc = 1 / (CT * (RT * 0,7 + 3 * RD)), con RD resistenza sul pin 7.
- **Pin 6** – RT, Resistenza di Timing. Definisce, assieme a CT e alla resistenza RD sul pin 7, la frequenza di oscillazione.
- **Pin 7** – DISCH, Uscita di Scarica. Definisce il dead-time, cioè l'intervallo di tempo durante il quale entrambe le uscite sono spente. Il suo valore deve essere compreso tra 0 (minimo dead-time) e 500Ω (massimo dead-time).
- **Pin 8** – SOFT-S, Ingresso per partenza graduale. Un condensatore collegato tra questo pin e massa, fa si che all'accensione, lo switching aumenti gradualmente il duty-cycle del PWM fino al valore di regime.
- **Pin 9** – COMP, Uscita dell'amplificatore di errore. A questo pin viene connessa la rete di amplificazione e di stabilizzazione della retroazione.
- **Pin 10** - SHUTDOWN, Ingresso per spegnimento dell'integrato. Un livello alto spegne

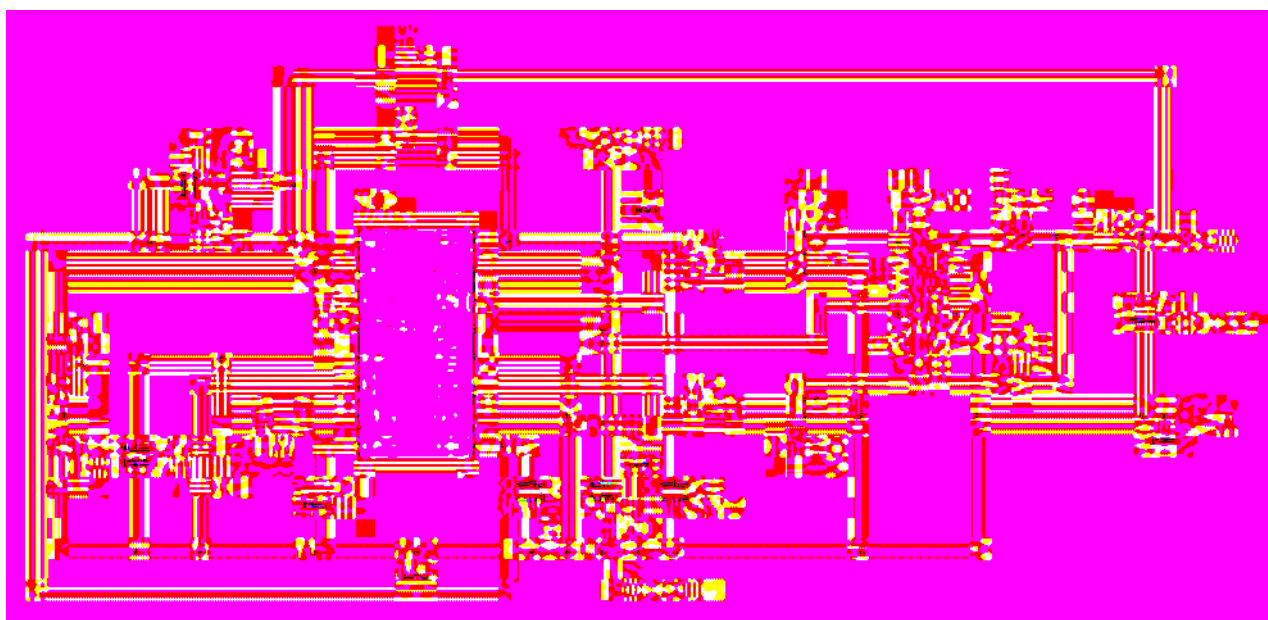



Figura 7 *Schema elettrico switching push-pull 3,3V – 1,5A*

il dispositivo.
Non usato, quindi collegato a massa.

- **Pin 11** – OUT A, Uscita totem-pole per pilotaggio diretto dell'interruttore di potenza.
- **Pin 12** – GND
- **Pin 13** – VC, Tensione di alimentazione dei totem-pole di uscita. In questo modo è possibile svincolare questa tensione da quella di alimentazione del chip. Questa possibilità non è stata usata in questo progetto, e quindi il pin è stato connesso direttamente al pin 15, Vi.
- **Pin 14** - OUT B, Uscita totem-pole per pilotaggio diretto dell'interruttore di potenza.
- **Pin 15** – Tensione di alimentazione, raccomandata da 8 a 35V. **Il dispositivo è dotato di UVLO e non parte per tensioni inferiori a 8V.** NOTA BENE: poiché l'alimentazione dei totem-pole che pilotano i MOS, è collegata direttamente a questo pin, **non superate mai i 20V** onde evitare la distruzione dei Gate dei MOS.
- **Pin 16** – Uscita Vref, 5,1V nominali. Inserire un condensatore ceramico verso massa posto nelle immediate vicinanze del pin.

Per quanto riguarda gli altri componenti, si possono usare diodi 1N5818 (1A) invece dei 1N5822 (3A), e MOSFET di tipo N diversi, purché compatibili con la corrente desiderata. L'avvolgimento del trasformatore è stato effettuato con filo di rame smaltato, diametro 0,5mm per i primari, e lo stesso filo, bifilare (2x0,5mm) per i secondari. Vedremo in seguito come scegliere il diametro corretto del filo a seconda delle caratteristiche dello switching.

Per finire, di seguito riporto un oscillogramma a doppia traccia, preso sui Gate dei due MOSFET (figura 8), in cui è chiaramente visibile il pilotaggio alternato (sfasato di 180°).

L'oscillogramma è stato registrato nelle seguenti condizioni:

- V_{IN} = 12V
- I_{IN} = 0,48A
- P_{IN} = 12 * 0,48 = 5,760W
- V_{OUT} = 3,298V
- R_L = 2,5Ω
- P_{OUT} = $3{,}298^2$ / 2,5 = 4,351W

Risulta quindi un'efficienza pari a:

$$\eta = 4{,}351 / 5{,}760 * 100 = 75{,}5\%$$

che ritengo molto buona, considerando che la caduta di 0,5V sui diodi schottky di uscita, rappresenta una notevole percentuale dei 3,3V.

CONCLUSIONI

Vi esorto a provare altri circuiti applicativi con l'SG3525. Piccolo consiglio: in caso di difficoltà (vedi assorbimenti esagerati anche senza carico), scollegate la parte di potenza (il trasformatore) e verificate la corretta presenza dei livelli e delle forme d'onda sui pin dell'integrato.
Sono comunque disponibile per chiarimenti e delucidazioni e vi aspetto alla prossima puntata, dove faremo la conoscenza di un'intera famiglia di integrati PWM: la serie UC38xx.

Link utili

TDK:
http://www.component.tdk.com
EPCOS:
http://www.epcos.com
FAIR-RITE:
http://www.fair-rite.com
MMG-NEOSID:
http://www.neosid.de
FERROXCUBE:
http://www.ferroxcube.com

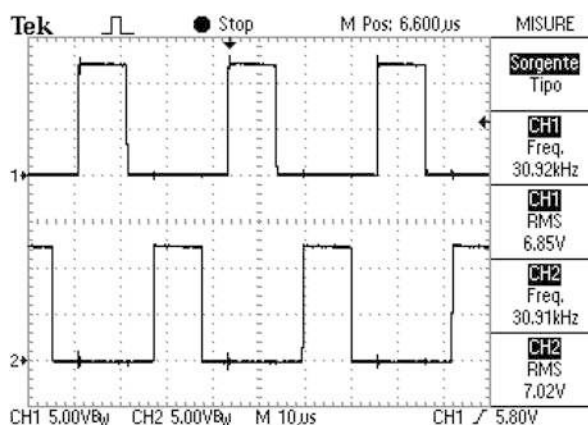



Figura 8 Segnali sfasati (180°) di pilotaggio dei MOSFET

gli appuntamenti di GIUGNO

duemilacinque

Per sapere a quali appuntamenti sarà presente FareELETTRONICA visita la pagina: **www.farelettronica.com/fiere**

04-05 Giugno 2005

31° RADIANT AND SILICON — Novrego (MI)

RADIANT AND SILICON offre circa 180 espositori ed un vasto assortimento merceologico comprendente apparati e componenti per telecomunicazioni, Internet e ricetrasmissioni di terra e satellitari, elettronica, informatica con relativo materiale di consumo, antennistica, telefonia fissa e cellulare, componentistica, kit per autocostruzioni, editoria specializzata ed una Borsa-Scambio di surplus elettronico, informatico ed un'ampia scelta di vecchi apparati radio, di valvole e ricambi.

Luogo: Pargo Esposizioni Novegro – Novegro (MI)
Orari: Dalle 9:00 alle 18:00
Organizzatore: Comis Lombardia (www.parcoesposizioninovegro.it - Tel 02.7562711)
Ingresso: € 8,00 (con possibilità di visitare entrambe le Manifestazioni)

05 Giugno 2005

MOSTRA SCAMBIO — Basaluzzo (AL)

Luogo: Basaluzzo (AL)
Orari: Dalle 9:30 alle 18:00
Organizzatore: Mauro Parziale, IW1GGR (0143.489862 oppure 338.3813149)
Ingresso: Gratuito

05 Giugno 2005

5ª FIERA MERCATO RADIANTISTICA — Marsala (TP)

Luogo: Stabilimento Vinicolo MAAVIS, Via Lipari 35 - Marsala (TP)
Orari: Orario continuato
Organizzatore: Filippo Maltese (347.6779850)
Ingresso: Gratuito

11 Giugno 2005

MOSTRA SCAMBIO — Roncadello (FC)

Luogo: Polisportivo Comunale Tennis, Via del Canale – Roncadello (Forlì)
Orari: Dalle 9:00 alle 18:00
Organizzatore: Ugolini Giorgio - IK4MTA (347.2259324 - www.delfo.forli-cesena.it/ariforli)
Ingresso: Gratuito

24-26 Giugno 2005

30ª HAM RADIO — Friedrichshafen (GERMANIA)

HAM RADIO, giunta alla sua trentesima edizione, è la fiera del settore numero uno in Europa. Si compone di circa 300 espositori provenienti sa 35 diverse nazioni, i quali esporranno una completa gamma di prodotti per radio amatori. Ogni anno approssimativamente 20.000 visitatori partecipano a questo evento.

Luogo: Neue Messe - Friedrichshafen (Germania)
Orari: Dalle 9:00 alle 18:00
Organizzatore: Messe Friedrichshafen GmbH (www.messe-Friedrichshafen.de Tel ++49.7541/708-0)
Ingresso: € 7,00

Alcune delle date indicate potrebbero subire variazioni

Mikrobasic per PICmicro

Proseguiamo lo studio del Mikrobasic approfondendo l'utilizzo delle uscite dei PICmico. Tramite apposite routine in linguaggio Basic si possono pilotare vari dispositivi collegati alle porte del PIC16F84, configurate stavolta come unità di output. Ma soprattutto capiremo come, la maggior parte delle applicazioni, non sia solamente frutto di acrobazie elettroniche ma di capacità logiche ed organizzative per la creazione di un codice efficiente e funzionale.

Il microcontrollore PIC16F84 (come abbiamo visto nella puntata precedente) dispone di ben 13 terminali (pin) adibiti a porte di comunicazione di ingresso e uscita. Sappiamo anche che ogni terminale (da RB0 a RB7 e da RA0 a RA4) ha un funzionamento digitale, nel senso che il suo stato logico può essere solamente vero (1) o falso (0). Parlando in termini di segnale analogico, si può affermare che ogni pin configurato come porta in uscita può erogare una tensione di 5 Volt (rispetto a massa) se posto a livello alto e 0 Volt (sempre rispetto a massa) se posto a livello basso.
Abbiamo studiato che la scelta della funzione di ogni pin è effettuata tramite l'uso del registro TRIS mentre la scelta dei livelli di uscita viene svolta attraverso il registro PORT. Invitiamo pertanto a rileggere il precedente articolo, in quanto molto importante come primo approccio all'uso dei microcontrollori.
Leggendo il datasheet del 16F84, possiamo annotare i parametri massimi assoluti che il programmatore deve scrupolosamente seguire, pena la distruzione, anche immediata, del microcontrollore. Tali parametri riguardano soprattutto la corrente massima che può essere fatta scorrere da ogni pin in uscita e, quindi, dall'intero integrato.
La dissipazione totale non DEVE superare gli 800mW di potenza, ogni pin non deve erogare più di 25 mA e, in ogni caso, la completa PORT-A deve erogare al massimo 50 mA mentre la PORT-B deve poter fornire 100 mA massimi.
Ci rendiamo subito conto di queste piccole "limitazioni", peraltro facilmente superabili. Collegando alla PORT-B ben 8 diodi LED (dal consumo di circa 20 mA), riusciamo tranquillamente a restare nei limiti della tolleranza per quel che riguarda la corrente assorbita da ogni singolo pin (25 mA massimi previsti contro 20 mA effettivamente richiesti dal LED), ma oltrepasseremo il limite massimo imposto dalla PORT-B (100 mA previsti contro 160 mA "usati" dai diodi LED).
In ogni modo non dobbiamo mai raggiungere questi livelli di soglia, ma cerchiamo di far

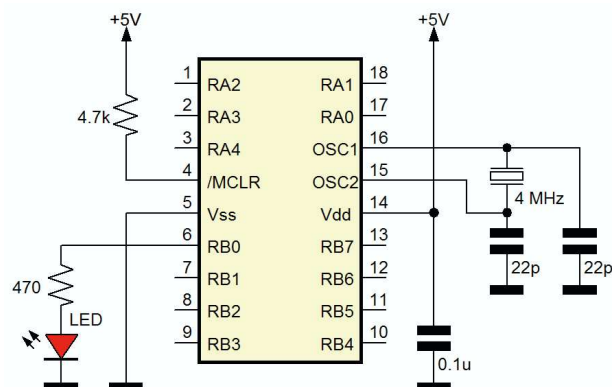
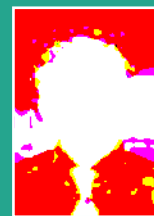



Figura 1 *Schema elettrico del lampeggiatore*

Utilizzare al meglio le uscite del PIC

di Giovanni Di Maria
g.dimaria@farelettronica.com

lavorare con tranquillità il nostro PIC, senza farlo eccessivamente "sudare". Per fortuna esistono i transistor che si caricano di compiti ben più pesanti: come dire, il PIC è la mente e il transistor il braccio.

PRIMO LAMPEGGIO

Iniziamo subito la puntata con una rielaborazione del lampeggiatore a diodo LED collegato ad una uscita del microcontrollore. Realizziamo per lo scopo lo schema proposto in figura 1.

Figura 2 *I 7 segmenti di un display*

Scriviamo con attenzione il seguente programma:

```
program lampeggio
main:
   trisb.0=0  'RB0 come uscita
inizio:
   portb.0=1 'Accende LED
   Delay_ms(1000)'Wait 1 sec
   portb.0=0 'Spegne LED
   Delay_ms(1000)'Wait 1 sec
   goto inizio 'Ripete sempre
end.
```

Compiliamo il software e scarichiamo sul PIC il file HEX prodotto. Dando l'alimentazione al circuito si può notare che il diodo Led collegato su RB0 lampeggia senza sosta. Ogni stato logico (acceso e spento) ha la durata di 1 secondo.

Questo è naturalmente il minimo che si può pretendere da un microcontrollore. Il modo migliore per conoscere il PIC è quello di provare a scrivere da soli i programmi e le routine.

FINALMENTE IL DISPLAY A 7 SEGMENTI

Bene, vediamo adesso come pilotare un display a Led a 7 segmenti, utile per rappresentare una cifra decimale ed alcune lettere dell'alfabeto. Dal momento che un display a 7 segmenti è dotato di sette ingressi separati (ognuno dei quali è collegato ad un segmento luminoso), è ovvio che abbiamo bisogno di sette porte configurate come uscita per poter illuminare la barra desiderata.

In realtà il display dispone anche di un ottavo ingresso che è rappresentato dal punto decimale luminoso, ma questo è raramente utilizzato. Con due display la situazione diventa ancora più drammatica, poiché necessitano 14 porte; immaginate quindi se in un progetto occorrerebbero quattro o sei display: il caso sembrerebbe irrisolvibile.

Questo ostacolo è brillantemente superato attraverso l'artifizio di alcune tecniche utilizzate.

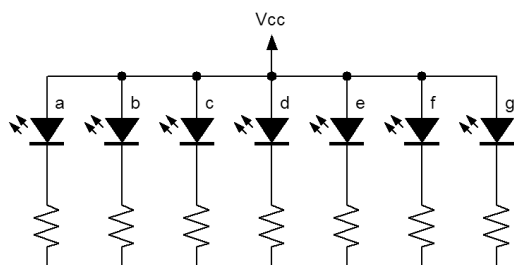



Figura 3 *Display ad Anodo Comune*

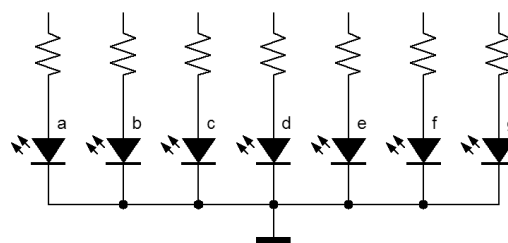



Figura 4 *Display a Catodo Comune*

Struttura

Un display è internamente composto da 7 diodi led, a forma di piccole barrette, disposti in modo da visualizzare un numero o una cifra.
Ogni segmento è "codificato" da una lettera dell'alfabeto, che ne determina anche il nome. In figura 2 vediamo la disposizione "ordinata" e standard dei 7 segmenti.

Elettricamente, il display altro non è che un insieme di 7 diodi Led. Se i Led hanno in comune l'anodo si dicono display ad *anodo comune*, viceversa vengono definiti display a *catodo comune*. Nelle figure 3 e 4 è rappresentato il relativo schema dei due tipi del display. Ogni segmento (che è un vero e proprio diodo led) deve essere attraversato da una corrente di circa 10-15 mA, per ottenerne la corretta illuminazione. La differenza di potenziale che troviamo attorno ai suoi capi ammonta a circa 1,5 Volt ed è da considerare nel calcolo della resistenza limitatrice di corrente.

Collegamento al PIC

Collegando un display a 7 segmenti al PIC, vengono utilizzate 7 porte del microcontrollore. Vediamo allora come si deve programmare il "micro" affinché piloti e visualizzi correttamente le cifre, secondo le nostre esigenze. Realizziamo lo schema di cui alla figura 5, poi passiamo alla codifica. Allo scopo si utilizzeranno i display a catodo comune, che sono i più usati.
La piedinatura è molto semplice, come si desume dalla disposizione dei pin, in figura 6 (vista dall'alto). I terminali centrali (contrassegnati dallo 0) sono i catodi e quindi vanno collegati alla massa comune del circuito.

Le resistenze di limitazione non sono critiche, l'importante è che siano attraversate da una corrente di circa 10-15 mA.
Calcolatene il valore con la seguente formula: **R = (5-1,5) / Ampere**. Nell'esempio abbiamo utilizzato un valore di 390 ohm.

L'obiettivo

Dobbiamo realizzare un contatore che visualizza, alla cadenza di un secondo, le cifre da 0 a 9. Alla fine il display si spegne.

Codifica dei 7 segmenti

Per visualizzare correttamente i numeri sul display, occorre "illuminare" i corrispondenti segmenti, precedentemente codificati con le lettere dalla A alla G.
Poiché ogni segmento è direttamente collegato alla PORT-B del Pic, il compito del software sarà anche quello di porre a livello logico alto il corrispondente piedino di uscita del micro.
Ecco in figura 7 una tabella riassuntiva che mostra la sequenza dei segmenti per ogni cifra, nonché il relativo valore binario corrispondente

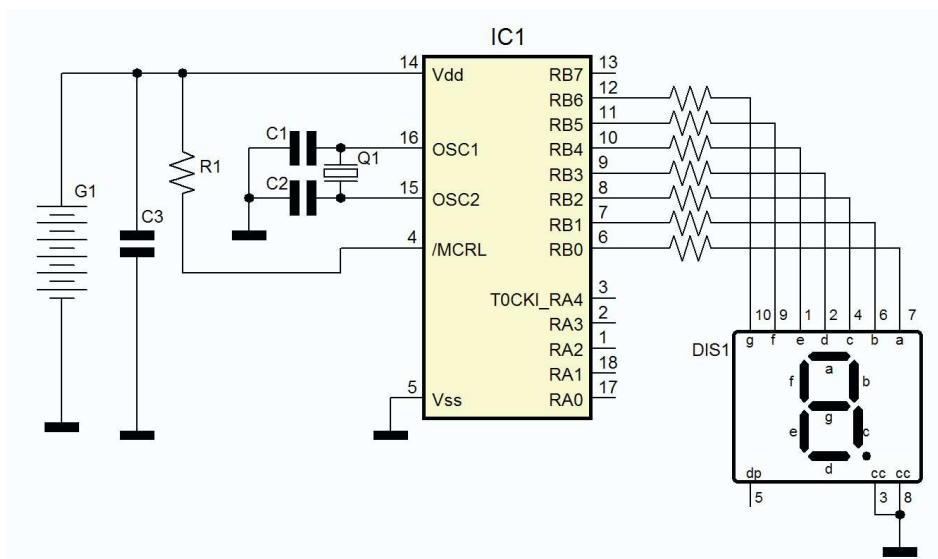



Figura 5 Schema con display a 7 segmenti

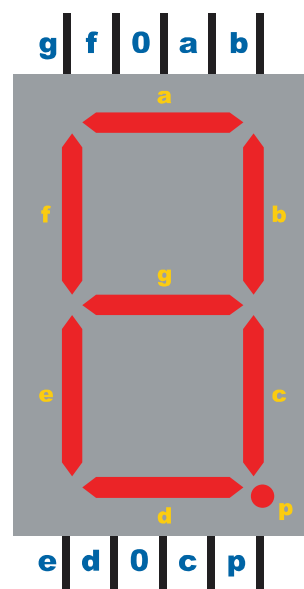



Figura 6 Piedinatura del display (vista dall'alto)

alla PORT-B. Nel compilatore Mikrobasic esiste una funzione di utilità che fornisce il valore binario e decimale della combinazione dei segmenti illuminati.

Display	Numero	Segmenti accesi	Porte del PIC a livello logico ALTO	Valore decimale PORTB
	0	A+B+C+ D+E+F	RB0, RB1, RB2, RB3, RB4, RB5	63
	1	B+C	RB1, RB2	6
	2	A+B+G+E+D	RB0, RB1, RB6, RB4, RB3	91
	3	A+B+G+C+D	RB0, RB1, RB6, RB2, RB3	79
	4	F+G+B+C	RB5, RB6, RB1, RB2	102
	5	A+F+G+C+D	RB0, RB5, RB6, RB2, RB3	109
	6	A+F+G+ C+D+E	RB0, RB5, RB6, RB2, RB3, RB4	125
	7	A+B+C	RB0, RB1, RB2	7
	8	A+B+C+D+ E+F+G	RB0, RB1, RB2, RB3, RB4, RB5, RB6	127
	9	A+B+F+ G+C+D	RB0, RB1, RB5, RB6, RB2, RB3	111

Figura 7 *Tabella dei valori per la formazione delle cifre*

Il software

Ecco il listato Basic (peraltro molto semplice) che commentiamo *[Listato 1]*:

Il programma inizia a memorizzare i dieci codici corrispondenti alle cifre da visualizzare (come da tabella 7). Si usano a tale scopo dieci costanti, chiamate *display[10]*, che contengono il corretto set di segmenti da visualizzare.
Dopo gli azzeramenti di rito della PORT-B e la sua definizione come porta di output, inizia un ciclo di conteggio da 0 a 9 (che evita di dover riscrivere per dieci volte la stessa routine).
Per ogni valore "sequenziale" contenuto nel vettore, e contrassegnato dall'indice k, si ha la corrispondente assegnazione alla PORT-B del relativo valore che, quindi, illumina i segmenti desiderati.
Tale accensione è effettuata alla cadenza di un secondo, grazie alla funzione *delay_ms*. La routine termina quindi con l'azzeramento totale della port-b ed il conseguente spegnimento di tutti i segmenti del display.

Commenti al progetto

Il prototipo funziona egregiamente. Abbiamo però dovuto sacrificare ben 7 (sette) pin della port-b (e non abbiamo utilizzato il punto decimale…).
Se necessitano 2, 3, 4 o più display in teoria occorrerebbero 14, 21, 28 o più terminali.
Vedremo nelle prossime sezioni come si risolve tale problema, usando naturalmente alcuni stratagemmi…

[Listato 1]

```
program seven_segment01
    const display as byte[10]= (63,6,91,79,102,109,125,7,127,111)
    dim k as byte
 main:
    portb=0 'Azzera portb
    trisb=0 'definisce PORTB in output
    portb=0 'Azzera portb
    for k=0 to 9
       portb=display[k] 'visualizza numero
       Delay_ms(1000)    'aspetta un secondo
    next k
    portb=0 'alla fine spegne Display
 end.
```

NUMERI PARI E DISPARI

L'obiettivo

Nel prossimo esperimento dobbiamo realizzare quanto segue: un display a 7 segmenti è inizialmente spento per 2 secondi.
Quindi, al ritmo di 1 secondo visualizza tutti i numeri PARI da 0 a 8. Dopo due secondi, durante i quali il display resta spento, vengono visualizzati tutti i numeri DISPARI da 1 a 9, sempre alla cadenza di un secondo. Infine il display si spegne definitivamente. Facciamo riferimento allo schema della figura 5.

Algoritmo

Tralasciando lo schema a blocchi, ecco di seguito una delle possibili soluzioni del problema, espressa in uno pseudo linguaggio:

- Inizio
- Memorizza codici LED
- Azzera PORTB
- Definisci come output la PORTB
- Attesa 2 secondi (OFF)
- Conta da 0 a 8 (a 2 a 2)
- Visualizza Numero
- Esegui fino a quando numero = 8
- Spegni Display
- Attesa 2 secondi (OFF)
- Conta da 1 a 9 (a 2 a 2)
- Visualizza Numero
- Esegui fino a quando numero = 9
- Spegni Display
- Fine

Il software

Di seguito il listato Basic. Leggetelo e studiatelo molto attentamente *[Listato 2]*.

Escludendo commenti superflui, salta subito all'occhio una grande novità: il comando **step 2** posto subito dopo la clausola *for*.
Questa aggiunta al ciclo di conteggio permette alla variabile *k* di incrementare il proprio valore di due (invece di 1) dando la possibilità di processare tutti i numeri 0, 2, 4, 6, 8 e quindi 1, 3, 5, 7, 9. Si possono utilizzare tutti gli step che si desidera, l'importante è non superare i valori massimi, pena errori imprevisti del software.

TEST DI UN DISPLAY A 7 SEGMENTI

Esistono apparecchiature che, venendo azionate, illuminano ciclicamente e singolarmente ogni segmento, per testare appunto la sua

[Listato 2]

```
program seven_segment02
   const display as byte[10]= (63,6,91,79,102,109,125,7,127,111)
   dim k as byte
main:
   portb=0 'Azzera portb
   trisb=0 'definisce PORTB in output
   portb=0 'Azzera portb
   delay_ms(2000) ‘Attesa 2 sec.
   for k=0 to 8 step 2
      portb=display[k] 'visualizza numero
      Delay_ms(1000)   'aspetta un secondo
   next k
   portb=0 'alla fine spegne Display
   delay_ms(2000)
      for k=1 to 9 step 2
      portb=display[k] 'visualizza numero
      Delay_ms(1000)   'aspetta un secondo
   next k
   portb=0 'alla fine spegne Display
end.
```

funzionalità o meno.
Tale processo è ripetuto abbastanza velocemente per un numero elevato di volte, dando anche una suggestiva idea della complessità tecnologica del congegno stesso.
Questo è ciò che noi realizzeremo: un visualizzatore per ogni singolo segmento che ci permette di controllare la bontà dell'intero display.

L'idea

A tale scopo occorre illuminare, ad uno ad uno, i sette segmenti (a, b, c, d, e, f, g).
Sapendo che ogni segmento è collegato indipendentemente ad ogni pin della PORT-B, e che questi formano praticamente un byte, potremmo scrivere la sequenza che il micro deve generare per l'accensione sequenziale:

a) 0000001 = 1
b) 0000010 = 2
c) 0000100 = 4
d) 0001000 = 8
e) 0010000 = 16
f) 0100000 = 32
g) 1000000 = 64

L'intero ciclo avviene alla cadenza di 100 ms per segmento e ripetuto per 10 volte. Infine l'intero display si spegne. Lo schema è quello mostrato in figura 5.

Il software

Di seguito il listato Basic. Come al solito leggetelo e studiatelo molto attentamente *[Listato 3]*.

Stavolta abbiamo memorizzato nel vettore i valori corrispondenti ai "singoli" segmenti da visualizzare. A tale scopo provate l'utilissimo **7 segment decoder** fornito nel compilatore mikrobasic.
Anche qui incontriamo una "grossa" novità rispetto ai precedenti programmi: il ciclo predisposto a visualizzare i sette segmenti è rappresentato dalla variabile *k*, che passa appunto in rasse-

[Listato 3]

```
program seven_segment03
   const display as byte[7]= (1,2,4,8,16,32,64)
   dim k as byte
   dim i as byte
main:
   portb=0 'Azzera portb
   trisb=0 'definisce PORTB in output
   portb=0 'Azzera portb
   for i=1 to 10
      for k=0 to 6
         portb=display[k] 'visualizza segmento
         Delay_ms(100)    'aspetta
      next k
   next i
   portb=0 'alla fine spegne Display
end.
```

gna i 7 valori possibili (da 0 a 6) del vettore. Questo ciclo è a sua volta "racchiuso" in un altro ciclo più esterno, rappresentato dalla variabile *i*.
Tale configurazione prende il nome di **loop nidificato** ed è utilissimo quando un insieme ripetitivo di operazioni deve essere a sua volta ripetuto per un numero definito di volte. State sempre attenti però ad inserire correttamente un ciclo dentro un altro.
Non esiste limite al numero dei loop nidificabili, anche se è buona norma tenere basso questo numero, onde evitare un programma difficile da seguire.

PILOTIAMO 4 DISPLAY: IL MULTIPLEXING

Se volessimo pilotare 4 display a 7 segmenti (per la realizzazione di un orologio o un di cronometro) occorrerebbero in teoria ben 28 porte da adibire solamente alla visualizzazione delle cifre.
Esiste però un metodo molto ingegnoso che permette di ottenere lo stesso risultato utilizzando solamente le 7 uscite!
Come è possibile ciò? Il problema viene risolto grazie ad una tecnica chiamata **multiplexing**, che opera nel seguente modo: i 4 display sono collegati tra loro in parallelo in modo che, nell'invio del codice della cifra da visualizzare, vengano coinvolti tutti i display. Il trucco però sta nell'abilitare sequenzialmente gli stessi display in modo da accenderne uno per volta.
In pratica il micro si assume il compito (oltre a quello di codificare il numero da visualizzare) di abilitare in sequenza ogni display (uno dopo l'altro). Per non far accorgere questo espediente all'occhio umano, tale cadenza deve avvenire molto velocemente, almeno 500 volte al secondo, in modo da dare l'illusione che tutti i display siano sempre accesi.
Naturalmente non si può avere la botte piena e la moglie ubriaca: dobbiamo sottostare a due svantaggi che rendono la vita più complicata:

1) Il codice Basic è molto più complicato e lungo da scrivere, con la maggiore occupazione della RAM del micro;
2) Dal momento che, in un dato istante, solamente un display è acceso e gli altri tre sono spenti, la luminosità dell'intero numero mostrato subirà una drastica riduzione del 75%.

Il secondo svantaggio può essere in parte risolto. Esistono sul mercato comunque alcuni circuiti integrati che sono adibiti proprio a questo compito, ma, per motivi didattici, ne facciano a meno, dal momento che implementiamo tale funzionalità nel nostro micro.
Realizziamo adesso un contatore a quattro cifre da 0 a 9999 con incremento unitario alla

cadenza di 1 secondo. Avvertiamo sin d'ora che tale tecnica non è per niente semplice, pertanto la piena comprensione del listato Basic è necessaria.

Realizziamo un contatore

Lo scopo dell'esercizio è quello di realizzare un semplice contatore unitario, di passo 1 con incremento progressivo di cadenza 1 Hz.
Il risultato finale sarà la visualizzazione di un numero sequenziale, apparentemente stabile, che mostrerà il conteggio da 0000 e terminerà a 9999.

Schema elettrico

Per lo scopo realizziamo lo schema elettrico proposto in figura 8.
Si tratta , come si vede, di una normale applicazione del PIC. I quattro display sono collegati in parallelo.
La codifica del numero è affidata alla PORT-B, mentre il pilotaggio del singolo display è affidato alla PORT-A. Potrebbe risultare alquanto difficoltoso il collegamento tra le parti, poiché sono molti i segmenti di segnale da considerare nel circuito.

Il software

Esaminiamo attentamente il software del prototipo *[Listato 4]*.

Come si nota, i quattro cicli nidificati scandiscono rispettivamente le singole cifre da visualizzare. Dal momento che ogni ciclo conta dieci volte, e che ogni ciclo si trova contenuto all'interno di un altro, vengono "processati" 10x10x10x10 (10.000) numeri.
Ogni cifra (migliaia, centinaia, decina, unità) è visualizzata sul relativo display, in quanto abilitato dal suo transistor di pilotaggio.
In un determinato istante, solo un transistor si trova in saturazione mentre gli altri tre si trovano in interdizione.
Dato che ogni cifra resta "accesa" per 1 ms, e

[Listato 4]

```
program seven_segment04
const display as byte[10]=(63,6,91,79,102,109,125,7,127,111)
dim migliaia as byte
dim centinaia as byte
dim decine as byte
dim unita as byte
dim k as byte
main:

   porta=0 'Azzera porta
   portb=0 'Azzera portb
   trisa=0 'definisce PORTA in output
   trisb=0 'definisce PORTB in output
   for migliaia=0 to 9
     for centinaia=0 to 9
       for decine=0 to 9
         for unita=0 to 9
            for k=1 to 250
               porta=1 'Attiva display 1
               portb=display[migliaia] 'Visualizza
               delay_ms(1)
               porta=2 'Attiva display 2
               portb=display[centinaia] 'Visualizza
               delay_ms(1)
```

```
                 porta=4 'Attiva display 3
                 portb=display[decine] 'Visualizza
                 delay_ms(1)

                 porta=8 'Attiva display 4
                 portb=display[unita] 'Visualizza
                 delay_ms(1)
              next k
           next unita
         next decine
       next centinaia
     next migliaia
porta=0
portb=0

end.
```

quattro cifre impiegano quindi 4 ms. è ovvio che, se si vuol dare al circuito la cadenza di 1 secondo, occorre ripetere questo iter per 250 volte. Da qui la funzione del ciclo più interno rappresentato dalla variabile *k*.

Nota importante: se volete effettivamente "vedere" ciò che succede dietro le quinte del programma, apportate le seguenti modifiche: nello statement for *k=1 to 250* sostituite il valore 250 con 1; i quattro statement *delay_ms(1)* vanno sostituiti con i rispettivi *delay_ms(250)*, per permettervi di osservare più tranquillamente il processo di multiplexing.
Consigliamo vivamente di provare tutti i programmi riportati nella rivista, proprio per applicare in pratica i concetti illustrati negli articoli.

Divisione dei compiti

Nel progetto appena realizzato le due porte del PIC sono utilizzate per due differenti compiti. Il più oneroso è affidato alla PORT-B, che ha la mansione di trasmettere ai display (collegati in parallelo) il numero da visualizzare.
La PORT-A invece ha la funzione di abilitare "sequenzialmente" i quattro display, in rapida successione.
Le resistenze da 2,2 Kohm collegate alle quattro uscite garantiscono una erogazione di corrente estremamente bassa, nell'ordine di appena 2 mA.

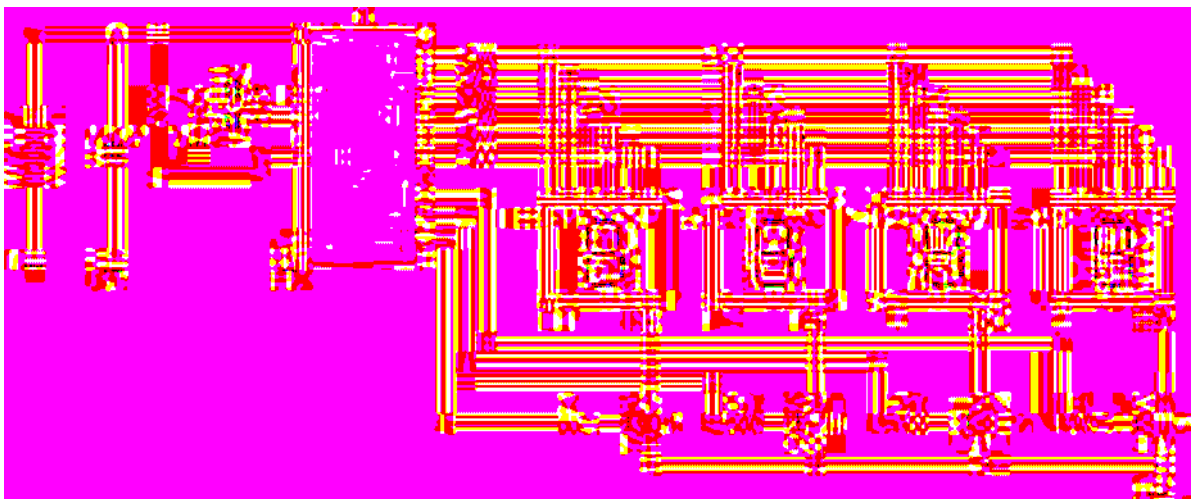



Figura 8 Schema elettrico del contatore a 4 display

Figura 9 Montaggio dei display a 7 segmenti

AZIONARE CARICHI ROBUSTI

Il PIC non è un dispositivo di potenza, anzi è proprio "deboluccio" considerando la sua massima corrente di erogazione. È però possibile comandare carichi di potenza semplicemente corredando le sue uscite di adatti transistor o MOSPOWER (questi ultimi fortemente consigliati).

Un motore temporizzato

Si debba realizzare il seguente progetto: su una fontanella (da cui inizialmente non esce acqua) è presente un pulsante.
Se questo viene premuto, si aziona un motorino in CC che permetterà la fuoriuscita del prezioso liquido, per un periodo di 15 secondi. Terminati i quali il motore si arresta e la fontanella ritorna allo stato d'attesa iniziale.

Schema elettrico

Lo schema elettrico è molto semplice. Su RB0 è collegato un pulsante normalmente aperto, con resistenza di pull down che assicura lo stato logico basso in condizioni di riposo. Su RB1 è collegato un Mosfet di potenza, il classico IRF540 che è capace di sopportare senza dolore parecchie decine di Ampere di corrente. Una vera forza. Questo Mospower comanda un motore a corrente continua di 12 Volt, che può essere una pompa d'aspirazione d'acqua a basso voltaggio. Si noti in parallelo al motore il diodo di protezione, che interviene per smorzare le extratensioni generate dagli indotti del motore stesso, che potrebbero danneggiare il Mosfet. In effetti esso è gia dotato internamente di un diodo di protezione, ma abbondare non fa mai male.
Ricordate di maneggiare con cura il mosfet, in quanto una scarica di elettricità statica lo potrebbe rovinare.

Analisi

Le fasi che il microcontrollore dovrà gestire per eseguire il software programmato sono le seguenti:

1. Inizializza ed azzera le porte.
2. Se l'uomo preme il pulsante (su RB0):
   a) Avvia motore (su RB1);
   b) Mantiene tale stato per 15 secondi;
   c) Spegne motore.
3. Ritorna al punto 2 (ciclo infinito).

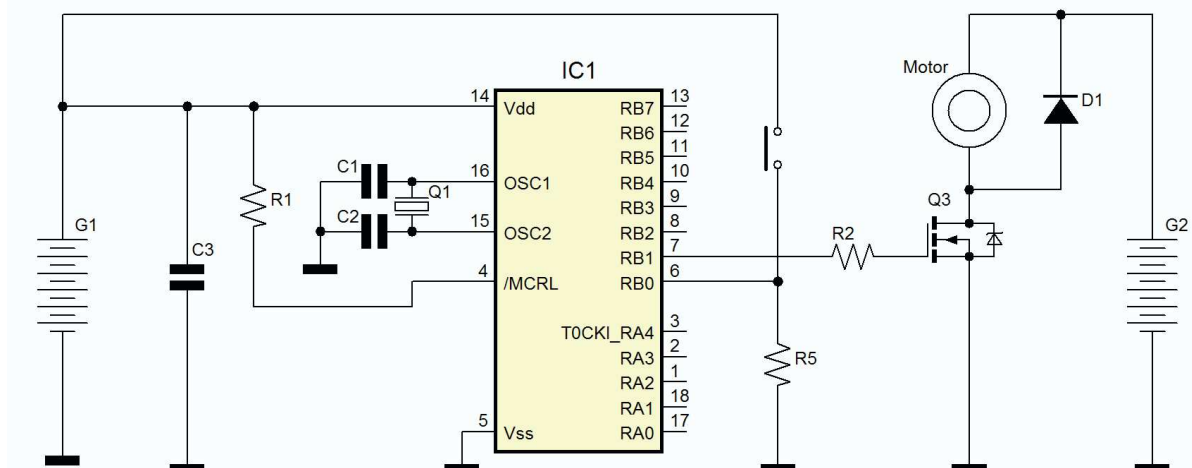



Figura 10 Schema del controllore di motore

Con un microcontrollore si può realizzare in effetti qualsiasi progetto di automazione, dal più semplice al più complicato. È il software a decidere le fasi da seguire secondo le periferiche collegate al PIC.

Il software

Leggete al solito i commenti che spiegano ulteriormente le fasi svolte dal programma seguente:

```
program Fontana

main:
    portb=0 'Azzera portb
    trisb=%00000001 'RB0 Input
                     'RB1 Output
                     'Altri Output

inizio:
    if portb.0 = 1 then ' Se premo pulsante
        portb.1 = 1 ' Avvia motore
        delay_ms(15000) ' aspetta 15 secondi
        portb.1 = 0 ' Spegne motore
    end if
    goto inizio     ' Loop Infinito

end.
```

Il programma stavolta è davvero semplice.
Da notare che, quando il motore è acceso, la pressione del tasto non ha effetto, essendo il programma "bloccato" sulla istruzione *delay_ms(15000)*.
Potete tranquillamente provare altri esempi, utilizzando magari altre porte, in input e output e usare altri tipi di carichi di potenza, come lampade, cicalini, relè, e molti altri. Sono comunque a disposizione di chiunque volesse chiedere consigli o altro per la realizzazione dei prototipi.

USO DEL DISPLAY A CRISTALLI LIQUIDI (LCD)

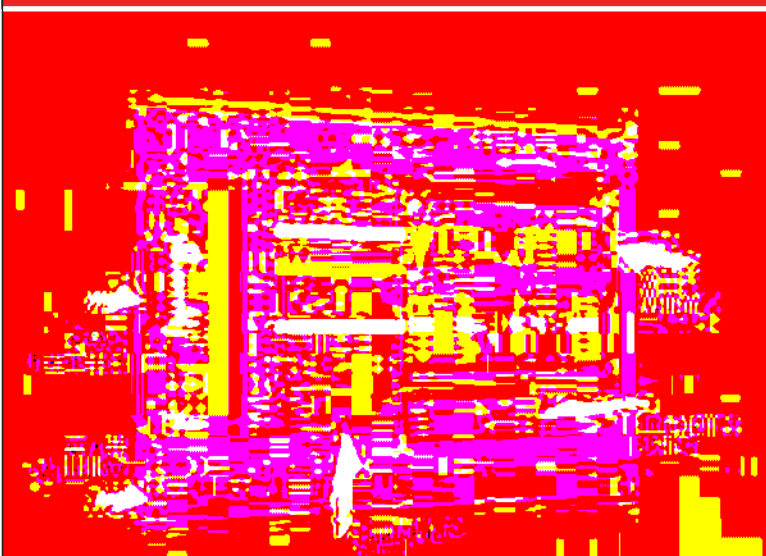
Finalmente la ciliegina sulla torta, l'applicazione che si attendeva per completare l'argomento

output del microcontrollore.
Un display LCD (intelligente) è un sofisticato circuito che permette di visualizzare messaggi e caratteri in genere su uno spazio suddiviso in righe e colonne.
Si tratta di un display dotato di un microprocessore interno che ha il compito di decodificare i comandi ricevuti dall'utente e di visualizzare uno o più caratteri suddivisi su una o più righe.
Ragion per cui deve essere obbligatoriamente pilotato da un microcontrollore, poiché il protocollo di comunicazione utilizzato è alquanto complesso.
Il Basic facilita enormemente tale processo, in quanto permette di ridurre a pochi comandi tutto il lavoro necessario a visualizzare un dato, mentre scrivendo le routines in Assembler occorrerebbero centinaia di comandi e istruzioni.

Figura 11-12 *Il display LCD visto da entrambi i lati*

Il modulo utilizzato
Per i nostri esperimenti abbiamo pensato di utilizzare un modulo economico, funzionale e semplice da utilizzare.
Ecco le principali caratteristiche:

- 16 caratteri x 2 linee.
- Carattere di 5 x 7 pixel.
- Dimensioni: 6,5cm.x1,5 cm.
- Contrasto regolabile.
- Condizioni di temperatura non critiche.
- Bassissimo consumo.

Campi di utilizzo
Si usa il display LCD quando occorre visualizzare messaggi o elaborazioni da parte del circuito utilizzato, creando una sorta di "colloquio" interattivo tra uomo e apparecchiatura.

Caratteri
La ROM del display contiene un set formato da molti caratteri, appartenenti al diffuso codice ASCII.
L'insieme dei caratteri prevede numeri, lettere maiuscole e minuscole, segni di punteggiatura e simboli grafici vari.

Schema applicativo
In figura 13 è mostrato il collegamento del display alle porte di un PIC. Per default è conveniente utilizzare le porte mostrate, per evitare di modificare l'impostazione iniziale del compilatore.
Il pin 1 del display e il pin 2 rappresentano l'alimentazione del nostro LCD.
Agli stessi è collegato in parallelo un potenziometro che funge da partitore variabile per attingere una tensione regolabile atta a stabilire il contrasto ottimale. Il perno centrale del potenziometro è connesso al pin 3. Il pin 4 (RS) è collegato a RB2.
Il pin 5 (R/W) è collegato a massa e comanda l'azione di scrittura sul display anziché quella di lettura. Il pin 6 (E) è collegato a RB3. I pin 11, 12, 13, 14 (che rappresentano il dato vero e proprio da scrivere in formato doppio nibble) sono collegati rispettivamente a RB4, RB5, RB6, RB7.
Tale configurazione è ottimale per la maggior parte delle applicazioni, in quanto lascia liberi 2 pin della PORT-B e non viene minimamente utilizzata la PORT-A.

Il nostro primo programma
Esaminiamo il brevissimo listato per accorgerci subito di quanto sia semplice la scrittura e l'utilizzo di un display LCD alquanto complesso *[Listato 5]*.

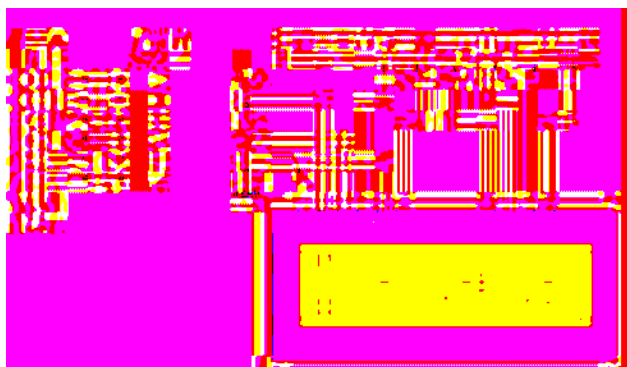



Figura 13 Connessioni di un display LCD al PIC

Figura 14 Il display in funzione

Più semplice di così non si può.
Dopo aver azzerato la PORT-B e definita la stessa come uscita, il primo comando lcd_init predispone la preparazione del display, affinché esso possa ricevere i comandi per il funzionamento.
Seguono una serie di comandi, quali la cancellazione del display, la disattivazione del cursore e soprattutto la visualizzazione di due messaggi, il primo dei quali in riga 1 (sopra) ed il secondo in riga 2 (sotto). In figura 14 possiamo vedere il display "al lavoro".

In tabella 1 elenchiamo invece tutti i comandi, con la relativa funzione svolta, sopportati dalla funzione di libreria lcd_cmd.

UN SEMPLICE CRONOMETRO

Grazie all'uso di un microcontrollore, anche la creazione di un cronometro digitale, funzione abbastanza complicata, è resa relativamente semplice e soprattutto realizzabile.

Un cronometro serve in molte applicazioni pratiche: in cucina o in una gara di velocità, per la temporizzazione di uno sviluppo in camera oscura o per i classici giochi tra amici, ecc.
Scopo di quest'ultima lezione è quello di dare al lettore una panoramica sulla realizzazione concreta di un preciso conta tempo, semplice da utilizzare e affidabile, ma soprattutto auto-costruito.

Caratteristiche

Il nostro cronometro deve poter contare, con accurata precisione, le ore, i minuti, i secondi e i decimi di secondo La visualizzazione avviene su un display LCD con la seguente notazione: oo:mm:ss:d. Esso è dotato di due pulsanti: uno è adibito allo start, ossia all'avvio del ciclo di conteggio, l'altro allo stop, cioè alla fermata del cronometro.
Non abbiamo, per il momento, voluto aggiungere altri comandi o funzioni, in quanto ci preme maggiormente l'aspetto didattico del progetto.

[Listato 5]

```
program LCD
main:
  portb=0 'Azzera portb
  trisb=0 'La definisce in Output
  Lcd_Init(PORTB) 'Inizializza DISPLAY
  lcd_cmd(LCD_CLEAR) 'Invia comando di cancellazione
  lcd_cmd(LCD_CURSOR_OFF) 'Spegne il cursore
  lcd_out(1,1,"Leggete") 'Stampa a riga 1 colonna 1
  lcd_out(2,1,"FARE ELETTRONICA") 'Stampa a riga 2 colonna 1
end.
```

Comando	Descrizione
LCD_First_Row	Muove il cursore alla prima riga
LCD_Second_Row	Muove il cursore alla seconda riga
LCD_Third_Row	Muove il cursore alla terza riga
LCD_Fourth_Rov	Muove il cursore alla quarta riga
LCD_Clear	Cancella il display
LCD_Return_Home	Riporta il cursore nella posizione iniziale (la Data Ram non viene modificata)
LCD_Cursor_Off	Spegne il cursore
LCD_Underline_On	Accende il cursore sottolineato
LCD_Blink_Cursor_On	Accende il lampeggio del cursore
LCD_Move_Cursor_Left	Muove il cursore a sinistra (la Data Ram non viene modificata)
LCD_Move_Cursor_Right	Muove il cursore a destra (la Data Ram non viene modificata)
LCD_Turn_On	Accende il display
LCD_Turn_Otf	Spegne il display
LCD_ShiftLeft	Shift del cursore a sinistra (la Data Ram non viene modificata)
LCD_Shift_Right	Shift del cursore a destra (la Data Ram non viene modificata)

Tabella 1 *I comandi di LCD_CMD*

Analisi Hardware

Analizziamo la parte elettrica ed elettronica del progetto. Allo schema base del microcontrollore è collegato il display intelligente sulla PORT-B (RB2-3-4-5-6-7).
I due pulsanti che permettono l'avvio e lo stop del conteggio sono invece collegati alle porte RB0 e RB1 (sempre sulla PORT-B) e quindi queste ultime

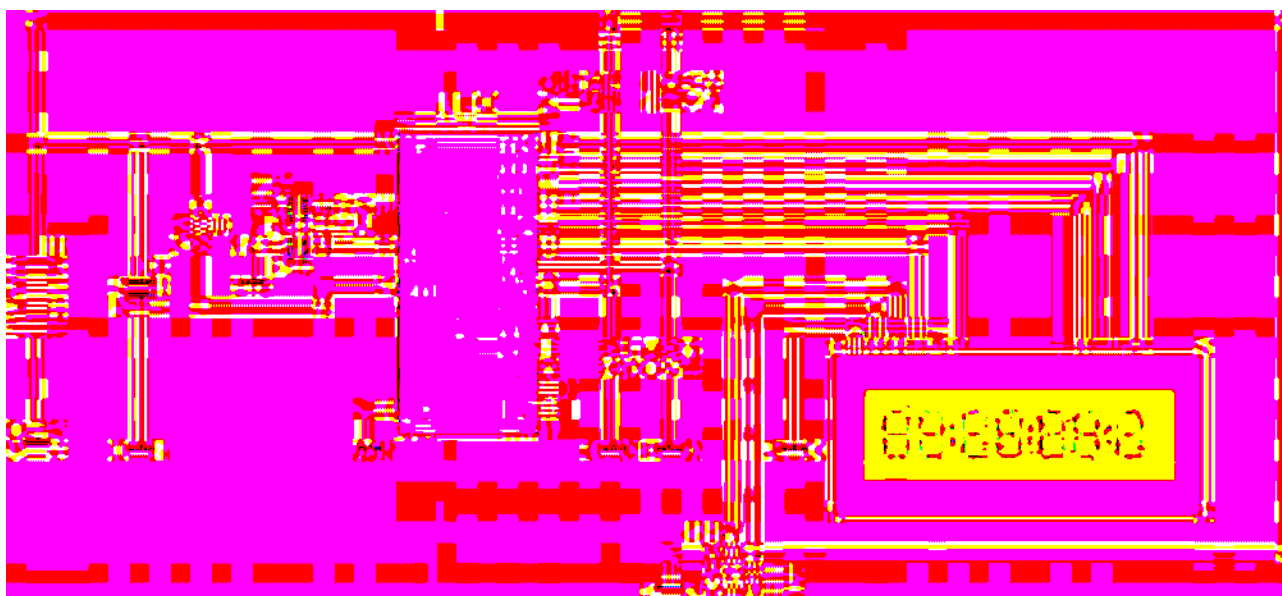



Figura 15 *Schema elettrico del cronometro*

Sensori e barriere ad infrarossi

Barriere ad infrarossi

Sensori PIR

vanno configurate come ingressi. Il potenziometro per il contrasto LCD è di 47 Kohm.
In figura 15 riportiamo lo schema completo, da realizzare con cura, utilizzando in alternativa anche delle connessioni volanti.

Analisi Software

Il funzionamento del cronometro è ridotto proprio all'osso. Non essendo addirittura previsto il tasto per il reset, lo si azzera togliendo e rimettendo l'alimentazione.
Ecco in sintesi le parti salienti dell'algoritmo:

- All'accensione mostra 00:00:00:0.
- Attende la pressione del tasto Start.
- Alla pressione di questo inizia il conteggio.

[Listato 6]

```
program Cronometro

dim ore    as byte 'Definisce ore
dim min    as byte 'Definisce minuti
dim sec    as byte 'Definisce secondi
dim decimi as byte 'Definisce decimi

dim ore_dec as byte 'Decine ore
dim ore_uni as byte 'unita ore
dim min_dec as byte 'Decine minuti
dim min_uni as byte 'unita minuti
dim sec_dec as byte 'Decine secondi
dim sec_uni as byte 'unita secondi

dim conta as byte 'Flag di controllo

main:

   portb=0 'Evita shock PORTB

   'Definisce RB0 e RB1
   'come input, gli altri
   'come output. Avremmo
   'potuto anche scrivere
   'trisb=3 (in decimale)
   trisb=%00000011

   lcd_init(portb) 'Inizializza LCD
   lcd_cmd(LCD_Clear) 'Cancella display
   lcd_cmd(LCD_CURSOR_OFF) 'Cursore OFF

   conta=0 'Inizialmente il conteggio è bloccato

   '------Inizia CICLO--------

   for ore=0 to 23 'Processa le ore
     for min=0 to 59 'Processa i minuti
```

```
        for sec=0 to 59 'Processa i secondi
          for decimi=0 to 9 'Processa i decimi
              '---Calcola decine e unita ore---
              ore_dec=ore/10  'Decina
              ore_uni=ore-(ore_dec*10)
              '---Calcola decine e unita minuti---
              min_dec=min/10  'Decina
              min_uni=min-(min_dec*10)
              '---Calcola decine e unita secondi---
              sec_dec=sec/10  'Decina
              sec_uni=sec-(sec_dec*10)

              '---Visualizza su LCD-------
             lcd_chr(1,1,ore_dec+48)
             lcd_chr(1,2,ore_uni+48)
             lcd_chr(1,3,":")
             lcd_chr(1,4,min_dec+48)
             lcd_chr(1,5,min_uni+48)
             lcd_chr(1,6,":")
             lcd_chr(1,7,sec_dec+48)
             lcd_chr(1,8,sec_uni+48)
             lcd_chr(1,9,":")
             lcd_chr(1,10,decimi+48)

             delay_us(42100) 'Attesa CALIBRATA

             '---Processa tasti START e STOP--
             ' Il programma resta "inchiodato"
             ' sino a quando si preme start

             if portb.1=1 then 'Se premo STOP
                conta=0   'Disabilita conteggio
             end if
             while conta=0 'Conteggio Congelato
                if portb.0=1 then 'Se premo START
                   conta=1 'Abilita il conteggio
                           'ed esce dal LOOP
                end if
             wend
             '-------------------------

          next decimi
        next sec
      next min

    next ore

end.
```

- Alla pressione del tasto Stop si ferma il tempo.
- Se si preme nuovamente il tasto Start il conteggio riprende.
- E cosi via…

In figura 16 rappresentiamo il display LCD durante il suo funzionamento da cronometro.

Il software

Qui sotto è riportato il listato Basic del cronometro digitale. Diamogli un'attenta occhiata, poi passiamo ai commenti *[Listato 6]*.

Figura 16 *Il cronometro in Funzione*

Bene, veramente un bel programma, non c'è che dire. Esaminiamone i punti salienti.
Le quattro variabili di tipo byte, *ore, min, sec* e *decimi* hanno lo scopo di contabilizzare il tempo da visualizzare. Tengono cioè il conto del tempo passato. Discorso diverso per quanto riguarda le altre sei variabili (decine e unità). Per poter visualizzare correttamente un numero, potremmo usare le normali funzioni dedicate a questo scopo.
Sorge però un problema: se il numero da visualizzare è composto da due cifre (es. 57) esso comparirà normalmente, ma se invece è composto da una sola cifra (es. 3) non comparirà nel formato necessario all'orologio (cioè 03). Se per esempio le quattro variabili hanno in un dato momento i valori rispettivamente di 16, 3, 8, 3 il display stamperà il valore 16:3:8:3 e non il classico 16:03:08:3.
Proprio a questo scopo serve la routine del calcolo delle decine e delle unità all'interno dei cicli. Dopo l'inizializzazione della PORT-B e suo azzeramento, si provvede anche a inizializzare il display LCD attraverso i comandi dedicati.
Il ciclo inizia con quattro loop nidificati: al termine di un ciclo più interno avviene l'incremento della variabile più esterna. La parte della visualizzazione su LCD è molto interessante: i numeri calcolati non possono essere subito stampati, ma vanno prima "aumentati" di 48 poiché, nella tabella ASCII, il relativo valore è proprio più alto di 48. Per esempio, se una variabile contiene il numero 3, per stamparlo su display dovremmo aumentarlo di 48 (3+48=51) poiché il codice ASCII del carattere 3 è proprio 51 (il nostro display accetta solo codici ASCII).
Degno di nota è l'algoritmo che si occupa della gestione tasti di Start e Stop. Tale routine è governata dalla variabile *conta*, utilizzata come **flag**, ossia come contrassegno. Il suo valore è posto a 0 se il conteggio deve essere disabilitato, mentre a 1 se il conteggio può proseguire. I vari cicli condizionali e iterativi svolgono proprio lo scopo di controllo e di decisione dei due tasti, permettendo così di azionare o interrompere il conteggio come desiderato.
Tutto questo avverrebbe in tempi molto ridotti, se non fosse rallentato dalla pausa dello statement *delay_us(42100)* che introduce un ritardo "calibrato" per far rispettare al cronometro la corretta cadenza.
Questo valore è già di per se abbastanza accettabile, ma se, nei tempi lunghi, si riscontrasse un rallentamento eccessivo nel cronometraggio o addirittura una piccola accelerazione, basterà ritoccare di poco questo valore fino al raggiungimento della massima precisione possibile.

CONCLUSIONI

Bene, siamo arrivati alla fine della puntata. In effetti non basterebbero nemmeno mille pagine per illustrare tutti gli aspetti di questo fantastico compilatore Basic.
Vi assicuriamo invece che, con piccoli spunti iniziali, con vostre idee e soprattutto con tanta pazienza e passione, nonché molta sperimentazione, arriverete certamente a conoscerne a fondo i segreti. Anche in questo campo è l'esperienza a far da padrona.
Alle prossime puntate quindi con tanti interessanti esperimenti e studi per utilizzare al meglio il Mikrobasic. Vi aspettiamo.

Vitamina C:

Dopo avere dato nella scorsa puntata uno sguardo alla teoria che sta alla base dell'aritmetica fixed point, in questa proveremo a metterla in pratica considerando la sua implementazione in ANSI C, e la sua applicazione ad una serie di interessanti ed utili esempi.

Nella scorsa puntata abbiamo visto che il primo passo da compiere quando si progetta un algoritmo che utilizza l'aritmetica fixed point è quello di scegliere la rappresentazione più adatta per i dati, in termini di quantità di bit da utilizzare, posizione del punto decimale, ed uso del segno o meno. Come sappiamo i tipi interi messi a disposizione dall'ANSI C sono sostanzialmente il **char**, lo **short** ed il **long**, e ciascuno di questi è disponibile sia in versione con segno (*signed*) che senza segno (*unsigned*). A questi tipi corrispondono normalmente dei dati larghi 8, 16 e 32 bit rispettivamente. Se vogliamo utilizzare una rappresentazione fixed point per i dati della nostra applicazione sarà conveniente tenere in considerazione queste dimensioni, in modo da potere operare su tipi standard con gli operatori messi a disposizione dal linguaggio (la gestione dal C di dati di lunghezza non prevista risulterebbe abbastanza inefficiente!).
Dobbiamo tenere inoltre in considerazione che nei risultati intermedi potremo ottenere dati di larghezza doppia rispetto a quella degli operatori. Queste considerazioni, unite al fatto che la maggior parte di processori e microcontrollori gestiscono al massimo dati larghi 32 bit, fa si che molto spesso si scelga una larghezza di 16 bit per i dati, come un buon compromesso tra precisione ed efficienza. Come vedremo in pratica in molti casi anche solo 8 bit sono sufficienti ad assicurare ottimi risultati.
Di seguito la tecnica fixed point verrà applicata ad una serie abbastanza diversificata di problemi (molti tratti dal mondo dell'elaborazione digitale dei segnali), in modo da fornire una panoramica abbastanza completa del suo utilizzo e della sua implementazione.

LUMINOSITÀ DI UN'IMMAGINE

Un'esigenza abbastanza comune che si riscontra quando si ha a che fare con l'elaborazione di immagini (siano esse immagini statiche o fotogrammi di una sequenza video) è quella di ricavare l'informazione sulla luminosità di un pixel (cioè il suo equivalente in scala di grigi) a partire dall'informazione sui colori.
Questa operazione costituisce ad esempio il primo passo di molti algoritmi di compressione. Normalmente il colore di ciascun pixel è espresso tramite una terna di valori che codifica le sue componenti rossa, verde, e blu (RGB in sigla). L'informazione sulla luminosità può essere ricavata da questi eseguendo una somma pesata delle tre componenti, utilizzando come pesi la sensibilità dell'occhio umano alle tre lunghezze d'onda. Analiticamente quanto detto si può esprimere con la seguente relazione:

$$Y = 0.299*R + 0.587*G + 0.114*B$$

Come si vede il verde (G) dà un maggiore contributo alla luminosità rispetto al rosso (R) o al blu (B). Si può notare anche che i coefficienti sono normalizzati, cioè la loro somma dà 1. Di solito ciascun componente di colore è espresso da un valore intero ad 8 bit senza segno (cioè compreso tra 0 e 255), quindi utilizzando

di Antonio Di Stefano
a.distefano@farelettronica.com

Aritmetica fixed point in C

la notazione introdotta nello scorso articolo esso si può pensare espresso nel formato fixed point 8.0. Dal momento che le operazioni da compiere coinvolgono soltanto numeri positivi, si può pensare di rappresentare i coefficienti nel formato 0.8, occorrerà cioè moltiplicarli per 2^8=256. L'equazione vista prima si può quindi riscrivere come segue:

Y = 76*R + 150*G + 29*B;

Il risultato dell'operazione sarà un numero a 16 bit (dal momento che risultano a 16 bit i prodotti parziali), nel formato 8.8.
Queste considerazioni indicano che è opportuno dichiarare Y come un unsigned short. Per riportare il valore ottenuto al formato originario (8.0) è necessario considerare soltanto gli 8 bit superiori (parte intera), questo può essere ottenuto dividendo per 256, o meglio eseguendo uno shift a destra di 8 bit, e considerando soltanto gli 8 bit inferiori ottenuti. In C possiamo scrivere:

```
Y = (unsigned char) Y>>8;
```

Il casting ad *unsigned char* non è strettamente necessario, perché se Y è stata dichiarata come *unsigned short*, lo shift a destra viene inteso come logico e non aritmetico, e quindi da sinistra sono introdotti degli zeri.
Ci si potrebbe chiedere se sia prudente utilizzare una variabile a 16 bit per contenere la somma di tre prodotti anch'essi a 16 bit. Potrebbe verificarsi un overflow? Per fortuna questo non può succedere, perché come abbiamo notato prima i coefficienti che abbiamo utilizzato sono normalizzati, questo fa si che al più la somma dei tre prodotti può raggiungere il limite superiore rappresentabile, ma non può superarlo.
Per provare l'algoritmo appena descritto, di seguito è riportato il codice di un programma che legge i dati dell'immagine da un file bitmap (.BMP), e dopo avere ricavato i valore della luminosità salva una seconda immagine convertita in scala di grigio. Il programma è stato scritto in maniera piuttosto generica perché verrà utilizzato anche per l'esempio successivo.

```
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>

// Lunghezza header
#define HLEN 57

// Definizione tipo di dati
typedef struct {
    unsigned char B;
    unsigned char G;
    unsigned char R;
} tipo_dati;


// Prototipi
tipo_dati GrayScale(tipo_dati);

// *** Main ***
void main()
{
  FILE *inputf, *outputf;
  tipo_dati dato_in, dato_out;
  int i;

  // Apre files
  inputf=fopen("Image.bmp", "rb");
  outputf=fopen("Image_mod.bmp", "wb");

  // Controllo errori
  if ((inputf==NULL)||(outputf==NULL)) {
     printf("Errore sui files!\n");
     exit(1);
  }
```

```
    printf("Caricamento...\n");

  // Copia header del file
  for(i=0; i< HLEN; i++)
    fputc(fgetc(inputf), outputf);

  // Loop principale
  while(!feof(inputf))
  {
      fread(&dato_in, sizeof(tipo_dati), 1,
inputf);
      dato_out=GrayScale(dato_in);
      fwrite(&dato_out, sizeof(tipo_dati),
1, outputf);
  }

  // Chiusura files
  fclose(inputf);
  fclose(outputf);

  printf("Fine!\n");
}

tipo_dati GrayScale(tipo_dati col)
{
   unsigned short y;
   tipo_dati gr;

   y = 76*col.R+150*col.G+29*col.B;
   y >>= 8;

   gr.R = y;
   gr.G = y;
   gr.B = y;

   return gr;
}
```

Il programma utilizza due files come sorgente e destinazione per i dati, ma è stato scritto considerando un'elaborazione a dato singolo, come avviene di solito quando i dati provengono e sono diretti a delle porte o periferiche hardware. Inizialmente vengono aperti i file di origine e di destinazione dei dati, successivamente viene verificato che l'operazione sia andata a buon fine. Il file bitmap viene utilizzato come una sorgente di dati grezzi, quindi il suo header non viene decodificato (per leggere le caratteristiche dell'immagine), ma viene semplicemente copiato nel fine di destinazione. Per questo motivo il programma gestisce correttamente solo file a 24 bit non compressi. La lunghezza dell'header è definita dalla macro HLEN. In un file BMP a 24bit i dati dell'immagine sono organizzati in triple RGB, che iniziano subito dopo l'header e si concludono al termine del file. L'ordine in cui sono disposti i pixel non ci interessa dal momento che dobbiamo operare soltanto sui colori.
La funzione GrayScale è quella che esegue il calcolo della luminosità. Come si può vedere essa esegue esattamente i calcoli descritti prima. L'espressione y >>= 8, che implementa lo shifting di 8 bit a destra (ossia la divisione per 256) equivale alla più intuitiva y = y >> 8.

FILTRAGGIO DIGITALE

Una delle applicazioni più diffuse nel campo del *Digital Signal Processing* è quella legata alla realizzazione di filtri digitali. La trattazione dell'argomento è ben al di là degli scopi dell'articolo, ma è sufficiente sapere che applicando delle formule simili a quella vista prima è possibile realizzare in digitale gli stessi filtri che si

Figura 1 *Struttura del filtro FIR*

realizzano comunemente tramite circuiti analogici. Di seguito prenderemo in considerazione la realizzazione fixed point di un semplice filtro FIR (Finite Impulse Response) del 4° ordine, la cui struttura è mostrata in figura 1. Il funzionamento è il seguente: i campioni X vengono fatti scorrere attraverso una serie di stadi di ritardo, da cui sono prelevati i valori, che vengono moltiplicati per dei coefficienti e poi sommati assieme per ottenere l'uscita del filtro.
Questo procedimento può essere descritto sinteticamente dalla seguente espressione:

Figura 2 Funzione di trasferimento del filtro calcolata con Matlab

Y = X[t]*W[0]+ X[t-1]*W[1]… +X[t-4]*W[4]

In questa formula i termini X[i] rappresentano i campioni del segnale che vogliamo filtrare al tempo k(t-i), mentre i termini W[i] sono i coefficienti che moltiplicano i diversi campioni ritardati.
Scegliendo opportunamente i coefficienti W[i] si possono realizzare diversi tipi di filtri. Per la nostra applicazione abbiamo scelto di realizzare un filtro passa basso con frequenza di taglio a circa il 25% della banda del segnale (che sarà compresa tra 0 e la metà della frequenza di campionamento, per il teorema di Nyquist). Il valore dei coefficienti è stato determinato utilizzando il noto programma Matlab, che come è visibile in figura 2 ha permesso anche di verificare quale sarà l'impatto dell'utilizzo dell'aritmetica fixed point (cioè della quantizzazione dei coefficienti).
I coefficienti trovati sono i seguenti:

W[0] = 0.0781250
W[1] = 0.2265625
W[2] = 0.3828125
W[3] = 0.2265625
W[4] = 0.0781250

Per testare il programma questa volta ricaveremo i dati da elaborare da un file audio in formato .WAV. Supponiamo di utilizzare un file con campioni ad 8 bit.
La frequenza di campionamento non ha importanza in quanto il filtraggio sarà sempre fino al 25% della banda. Vediamo quale rappresentazione utilizzare per i campioni ed i coefficienti. Per questo tipo di applicazione di solito viene scelto il Q-format (si veda lo scorso articolo per maggiori dettagli), cioè si considerano i segnali ed i coefficienti come numeri dotati soltanto della parte frazionaria, e quindi appartenenti all'intervallo [-1,1]. I campioni ad 8 bit possono essere considerati già espressi in questo formato (Q-7), infatti equivalgono a numeri compresi in [-1,1] moltiplicati per 2^7=128. I coefficienti invece devono essere moltiplicati per 128, ottenendo i seguenti valori:

W[0] = 10
W[1] = 29
W[2] = 49
W[3] = 29
W[4] = 10

La funzione che implementa il filtro è il seguente:

```
tipo_dati FIR(tipo_dati samp)
{
  static char taps[5];
  char i, w[5]={10, 29, 49, 29, 10};
  short int y;

  // Scorre i campioni nei ritardi
  taps[0]=samp-128;
  for(i=4; i>0; i--)
    taps[i]=taps[i-1];
```

```
    y=taps[0]*w[0]+
    taps[1]*w[1]+
    taps[2]*w[2]+
    taps[3]*w[3]+
    taps[4]*w[4];

  return ((unsigned char) (y>>7))+128;
}
```

Questa funzione può essere inserita nel programma visto precedente sostituendo il nome della funzione richiamata dal main, ridefinendo la lunghezza dell'header (HLEN) a 44, ed il tipo di dati come segue:

```
typedef unsigned char tipo_dati;
```

Anche in questo caso l'header non viene decodificato, ma solo copiato, quindi possono essere utilizzati soltanto campioni PCM ad 8 bit. Anche in questo caso la funzione è stata scritta in modo da potere essere richiamata per ogni campione ottenuto, e si presta quindi ad essere utilizzata anche ad esempio su un microcontrollore, in cui i campioni possono essere letti direttamente dall'ADC. I file WAV utilizzano campioni ad 8 bit *unsigned*, che per rispettare il formato previsto da programma devono quindi essere resi signed, sottraendo 128, e poi essere di nuovo convertiti in *unsigned* alla fine dei calcoli. I campioni vengono prima di tutto fatti scorrere negli stadi di ritardo del filtro (implementati con un semplice array), poi vengono utilizzati per calcolare l'uscita. L'array che li memorizza è stato dichiarato come **static** in modo da non essere perso quando si esce dalla funzione. L'uscita del filtro è calcolata usando la formula vista prima. La moltiplicazione tra i due numeri Q-7 (quindi S.0.7), come già detto fornisce un numero a 16 bit in formato Q-14 (SS.0.14). Per riportare il risultato al formato originario è necessario scorrere di 7 bit a destra. Anche in questo caso il risultato complessivo è memorizzato in uno **short int**, e come prima non si possono verificare overflow perché i coefficienti sono normalizzati. Si può notare inoltre che per la simmetria del filtro i coefficienti 0 e 4, ed 1 e 3 sono uguali, si sarebbe potuto sfruttare questa simmetria per eseguire due moltiplicazioni in meno! (Sommando prima i rispettivi due campioni).

ROTAZIONE DI VETTORI

Supponiamo di avere un vettore, oppure indifferentemente un punto su un piano, e di volerlo rotare rispetto all'origine. Come sappiamo è sufficiente applicare la seguente trasformazione lineare:

```
xr = x*cos(a) – y*sin(a)
yr = x*sin(a) + y*cos(a)
```

Dove x ed y sono le coordinate iniziali del punto, mentre xr ed yr quelle ottenute in seguito alla rotazione di un angolo a. Se vogliamo evitare di utilizzare l'aritmetica floating point e le funzioni seno e coseno presenti nella libreria matematica math.h, dobbiamo risolvere almeno due problemi. Il primo è il calcolo del valore del seno e del coseno dell'angolo a, il secondo è la scelta della loro rappresentazione. Per ottenere un'implementazione molto efficiente potremo utilizzare anche in questo caso l'aritmetica fixed point per rappresentare il seno ed il coseno, ma occorrerà sempre calcolare i loro valori a partire dall'angolo. Come possiamo fare? Il calcolo diretto richiede, anche utilizzando algoritmi abbastanza efficienti (come il CORDIC), molte istruzioni, e risulta quindi piuttosto lento. Quello che si fa di solito in questi casi è utilizzare una *look-up table* (LUT). In pratica si crea un array che contiene i valori precalcolati di seno o coseno relativi all'intervallo di angoli che interessano, e si utilizzano questi come coefficienti per eseguire la rotazione. Sfruttando la simmetria delle funzioni seno e coseno, e la loro similitudine (a meno si uno sfasamento di 90°) è possibile ridurre abbastanza il numero di valori nella tabella, che sarà comunque determinato anche dalle esigenze di precisione richieste. I valori di seno e coseno sono compresi tra –1 ed 1, è quindi possibile renderli in fixed point con una rappresentazione del tipo S.0.X. Un esempio di tabella contenente 7 voci relative al seno di angoli compresi tra 0 e 90° può essere la seguente:

```
0° -> 0.00000000
```

```
15° -> 0.25881904
30° -> 0.50000000
45° -> 0.70710678
60° -> 0.86602540
75° -> 0.96592582
90° -> 1.00000000
```

Che espressa in fixed point, ad esempio utilizzando una rappresentazione S.0.7 diventa:

0
33
64
90
111
124
127

Un esempio di funzione che calcola la rotazione di un vettore è la seguente:

```
void Rotate(short int *x, short int *y,
unsigned char a)
{
  short int xt, yt;
  char sint[7]={0,33,64,90,111,124,127};

  xt = ((*x)*sint[6-a]-(*y)*sint[a])>>7;
  yt = ((*x)*sint[a]+(*y)*sint[6-a])>>7;

  *x=xt;
  *y=yt;
}
```

Le coordinate del punto da ruotare sono passate alla funzione per riferimento, in questo modo il valore calcolato può essere restituito nelle stesse variabili. L'angolo di rotazione è dato direttamente come indice dell'array che riporta il valore del seno degli angoli.
Ovviamente si possono pensare delle soluzioni molto più eleganti, ad esempio calcolare un'approssimazione dell'angolo al volo, a addirittura eseguire un'interpolazione lineare tra i valori tabellati. Il valore del coseno è stato calcolato a partire da quello del seno, utilizzando la relazione che intercorre tra i due. Va notato che la larghezza in bit e la rappresentazione delle coordinate del vettore non è rilevante al fine dei calcoli, infatti il modulo del vettore non è influenzato dalla rotazione, e quindi il suo formato rimane praticamente inalterato.
Nel codice ad esempio il vettore ha coordinate espresse nel formato S.15.0, mentre seno e coseno sono espressi come S.0.7. Effettuato lo shifting dopo le moltiplicazione, si riconduce il numero ottenuto dal formato SS.15.7 a quello originario S.15.0.
L'errore commesso rispetto all'uso della rappresentazione floating point dipende ovviamente dal numero di bit che si utilizzano per rappresentare i coefficienti, e dal modulo del vettore. In figura 3 è visibile il risultato della rotazione di un vettore di modulo 150 effettuato utilizzando la rappresentazione flotaing point (in rosso) e quella fixed point ad 8 bit utilizzata nell'esempio (in blu). Come si può vedere l'errore è visibile ma abbastanza contenuto, e comunque accettabile per molte applicazioni. Utilizzando una rappresentazione a 16 bit risulterebbe quasi invisibile.
Queste tecniche, sebbene apparentemente molto semplici, hanno diverse applicazioni importanti: dalla generazione di segnali sinusoidali, alle modulazioni e demodulazioni digitali, al calcolo della trasformata di Fourier di un segnale, e tanto altro.

CONCLUSIONE

Gli esempi riportati dovrebbero avere reso l'idea dell'importanza che può avere l'uso dell'aritmetica fixed point nella scrittura di codice altamente efficiente ed ottimizzato.
E proprio le tecniche di ottimizzazione del codice saranno l'oggetto della prossima puntata. Vedremo quali accorgimenti adottare per scrivere codice C che sfrutti al massimo le potenzialità dell'hardware su cui viene eseguito.
Concludo ricordando che alcuni dei sorgenti relativi agli esempi riportati nell'articolo sono scaricabili dal sito www.farelettronica.com.

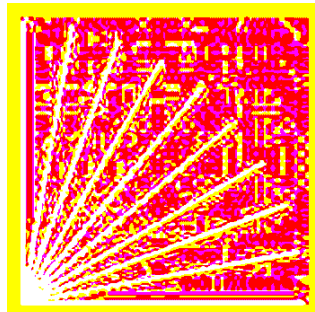
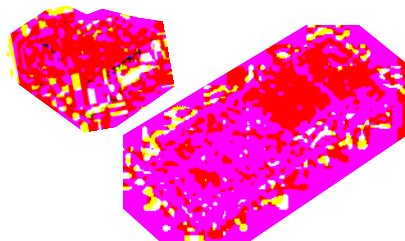
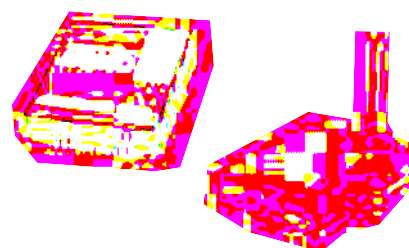



Figura 3 *Rotazione di un vettore in floating point (rosso) e fixed point ad 8 bit (blu)*

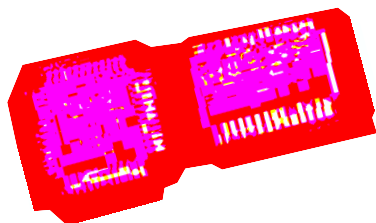
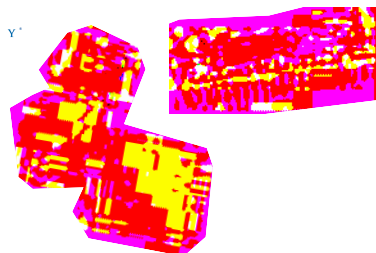
SISTEMI PER LA COMUNICAZIONE DATI,
PROGETTAZIONE ELETTRONICA E RICONOSCIMENTO VOCALE

DEVICE NETWORKING

Sistemi per la conversione da Seriale a Ethernet. Versioni su modulo per applicazioni embedded, su scheda open frame ideali per gli integratori, e versioni esterne boxate implementabili in qualsiasi apparecchiatura dotata di porta RS232. Diverse caratteristiche tecniche offerte da una gamma di prodotti completa ed efficace anche dal punto di vista economico. Soluzioni a partire da €19.

BLUETOOTH

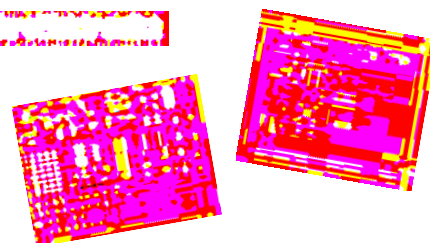
Convertitori da seriale a Bluetooth. Versioni su modulo per applicazioni embedded con diverse soluzioni tecniche orientate all'ottenimento di un prodotto finale ottimizzato come dimensioni e prestazioni.
Disponibilità di dongle esterni collegabili direttamente alla porta RS232 delle apparecchiature o PLC per connessioni wireless "PLUG & PLAY", ideale per il machine to machine.

RICONOSCIMENTO E SINTESI VOCALE

Chip e sistemi per il riconoscimento e la sintesi vocale. Disponibili starter kit e sistemi di sviluppo ottimali per lo sviluppo di applicazioni con le nuove tecnologie a riconoscimento vocale senza grossi investimenti iniziali.

INTERFACCE USB E PCI

Circuiti integrati per l'implementazione di interfacce USB e PCI all'interno delle proprie schede. Disponibilità gratuita di tutto il supporto software (driver) necessario per la gestione della porta USB sotto i sistemi Windows.

SISTEMI DI SVILUPPO PER PICmicro

Evaluation board, programmatori, in circuit debuggers, compilatori C, Basic e Pascal. Tutti prodotti best seller sia per un impiego educational, hobbistico ma anche professionale.

Labcenter Electronics

CAE / CAD

PROTEUS, pacchetto software per la stesura degli schemi, simulazione e sbroglio dei circuiti. Suite completa ed efficiente, unica nel suo genere a fornire la simulazione del circuito in modalità mixed-mode con simulazione contemporanea del microcontrollore.

Per informazioni: Tel. **+39 0266504794** / **+39 0266504755** - Fax **+39 0266508225** - Http://**www.netwaves.it** - Email: **info@netwaves.it**

L'amplificatore operazionale dalla A alla Z

Esposti i parametri fondamentali dell'op-amp, si passa adesso alla descrizione dell'amplificatore reazionato, e quindi al dimensionamento degli stadi più frequentemente utilizzati nella circuitazione pratica

4.1 NECESSITÀ DELLA REAZIONE

Nell'esplicitazione dell'escursione della tensione di uscita di un amplificatore operazionale si è evidenziato come, a causa dell'elevato guadagno, segnali di ingresso dell'ordine di qualche microvolt possano portare la tensione di uscita V_o al livello di saturazione. Ciò indica che l'amplificatore operazionale senza alcuna rete di controllo, oltre a poter presentare una certa instabilità, apporta sempre un notevole guadagno a un qualunque segnale. Questo elevato guadagno comporta, di conseguenza, che segnali pilota di ampiezza anche solo di pochi microvolt si presentino in uscita fortemente distorti.
Nella descrizione del prodotto guadagno per banda passante *(GBW)* si è poi constatato come la banda passante corrispondente al massimo guadagno sia estremamente ridotta. Si è visto, per esempio, come l'LM833, con una tensione di ingresso maggiore di alcune decine di microvolt, fornisca in uscita un segnale fortemente distorto a causa dell'elevato guadagno (110 dB, ma 113 dB in simulazione) e come questo guadagno si mantenga costante soltanto fino alla frequenza f_t di circa 30 Hz.
Queste due considerazioni portano alla conclusione che l'amplificatore operazionale senza alcun controllo del guadagno, ossia l'amplificatore ad anello aperto, può solo amplificare segnali di ampiezza estremamente modesta e in un intervallo di frequenze comunque esiguo.
In effetti ci sono operazionali dotati di alcuni terminali, cosiddetti di compensazione, che consentono una qualche estensione della frequenza di utilizzazione. Ma anche ricorrendo alla compensazione esterna la banda passante è comunque limitata per la maggior parte delle applicazioni lineari dell'operazionale. Si noti poi che, al presente, quasi tutti gli op-amp sono già internamente compensati ma, nonostante ciò, anche per la notevole instabilità della configurazione ad anello aperto, è comunque necessario ricorrere ad alcuni accorgimenti circuitali che consentano controllo del guadagno e affidabilità (stabilità) di funzionamento.

4.2 LA REAZIONE NEGLI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

In generale la reazione *(feedback)* consiste – figura 4.1 – nel riportare all'ingresso dell'amplificatore una quota parte β del segnale V_o di uscita. Questo il motivo per cui gli op-amp classici sono spesso definiti VFA *(Voltage Feedback Amplifier)*.
Per la rete di reazione possono impiegarsi componenti passivi, anche reattivi, o componenti attivi o un mixer degli uni e degli altri. Qui si useranno solo resistenze evidenziando di volta in volta la necessità di inserire, per esempio, alcune capacità o per limitare la banda passante o per funzioni particolari richieste all'operazionale.
Negli op-amp le configurazioni circuitali per realizzare la reazione sono prevalentemente di tensione-serie, così definita perché la tensione βV_o di uscita dal blocco di reazione è in serie col segnale di ingresso, e di tensione-parallelo in cui la βV_o è in parallelo con la ten-

L'amplificatore operazionale reazionato

di Nico Grilloni
n.grilloni@farelettronica.com

sione di ingresso.
Nello schema di principio di validità del tutto generale della figura 4.1, si è evidenziato il percorso attraverso il quale viene ricondotta in ingresso una quota parte βV_o del segnale di uscita.
La reazione a cui si fa ricorso nell'operazionale utilizzato come amplificatore si definisce negativa dal momento che il segnale $V'_i = V_i - \beta V_o$ è, in modulo, minore di V_i.
L'introduzione della reazione negativa negli amplificatori in genere, porta ad un guadagno stabile e di valore ben noto poiché ottenuto tramite due resistenze il cui valore viene fissato in funzione delle esigenze di progetto. Altri vantaggi della reazione negativa sono qui di seguito esposti.

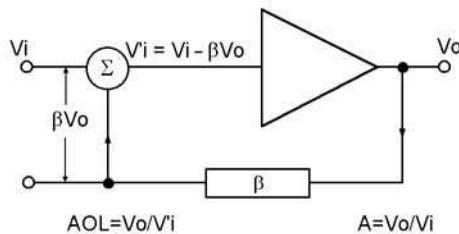



Figura 4.1 Schematizzazione della reazione negativa in un qualsiasi op-amp reazionato

4.3 L'OP-AMP NON INVERTENTE. IL GUADAGNO

La reazione è di tensione serie. Il segnale, come discende dalla stessa definizione, è applicato all'ingresso non invertente.
La rete di reazione – figura 4.2 – è realizzata dal partitore costituito dalle resistenze R_f e R_i. La R_f è disposta fra l'uscita e l'ingresso invertente, la R_i fra questo ingresso e la massa.
Il guadagno ad anello aperto, ossia senza la resistenza R_f, è in ogni caso fornito dal rapporto fra le tensioni di uscita e di ingresso e ha l'espressione già nota:

$$A_{OL} = V_o / (V_a - V_b)$$

Da questa si ricava:

$$V_o = A_{OL} \cdot (V_a - V_b) \qquad [4.1]$$

Ma per la tensione V_b fra input invertente e massa, ossia ai capi della R_i, si ha:

$$V_b = V_o \cdot [R_i / (R_i + R_f)]$$

Sostituendo questa espressione della V_b nella [4.1] e tenendo presente che la tensione V_a coincide con il segnale V_i applicato in ingresso, si ottiene per la V_o:

$$V_o = A_{OL} \cdot \left(V_i - \frac{V_o \cdot R_i}{R_i + R_f} \right) \qquad [4.2]$$

Ricavando da questa il rapporto V_o/V_i corrispondente al guadagno ad anello chiuso A_{CL} (*CL= Closed Loop*) dell'amplificatore reazionato, si ricava:

$$A_{CL} = \frac{V_O}{V_i} = \frac{A_{OL} \cdot (R_i + R_f)}{R_i + R_f + A_{OL} R_i} \qquad [4.3]$$

Infine, dividendo a secondo membro per A_{OL}, e nell'ipotesi, in pratica sempre concreta, che A_{OL} tenda a valori elevati (in pratica si pone $A_{OL} \to \infty$), si ha:

$$A_{CL} = \frac{V_O}{V_i} = \frac{R_i + R_f}{R_i} = 1 + \frac{R_f}{R_i} \qquad [4.4]$$

Dall'espressione [4.4], che esprime il guadagno ad anello chiuso, si vede come il guadagno A_{CL} sia solo funzione del valore attribuito alle resistenze R_f e R_i del canale di reazione e sia pertanto indipendente dall'amplificatore operazionale utilizzato.
L'attenuazione β apportata dalla rete di reazione coincide col rapporto fra la tensione V_b

ai capi della resistenza R_i e la tensione V_o di uscita. È pertanto:

$$\beta = V_b / V_o$$

essendo $V_b = (V_o \cdot R_i) / (R_i + R_f)$ si ricava:

$$\beta = R_i / (R_i + R_f) = 1/A_{CL} \quad [4.5]$$

L'attenuazione, come era prevedibile, coincide con il reciproco del guadagno.
Dalla [4.3] si può ricavare l'espressione del guadagno A_{CL} ad anello chiuso in funzione del guadagno A_{OL} ad anello aperto. Dividendo infatti a secondo membro per $(R_i + R_f)$ e tenendo in conto l'espressione [4.5], si ottiene:

$$A_{CL} = \frac{A_{OL}}{1 + A_{OL}\beta} \quad [4.6]$$

Il guadagno dell'op-amp reazionato è quindi minore del guadagno ad anello aperto. È, infatti, eguale al guadagno ad anello aperto diviso il numero $(1+A_{OL}\beta)$ che è sempre maggiore di 1. Il prodotto $K = (A_{OL} \cdot \beta)$ si definisce guadagno di anello (*loop gain*), mentre $(1/\beta)$ rappresenta il guadagno ideale A_{CLi} ad anello chiuso, definito talvolta guadagno di rumore (*noise gain*). Si vedrà fra poco come sia comunque lecito porre $A_{CL} = A_{CLi}$, ossia come il guadagno reale sia pressoché coincidente con il guadagno ideale.
Per giungere all'espressione del guadagno, infatti, si è fatto ricorso all'approssimazione $A_{OL} \rightarrow \infty$. Riprendendo la [4.3] che si può porre nella forma:

$$A_{CL} = \frac{R_i + R_f}{R_i\left(\frac{R_i + R_f}{R_i \cdot A_{OL}} + 1\right)} = \frac{R_i + R_f}{R_i} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{A_{OL}\beta}} = \frac{A_{CLi}}{1 + \frac{1}{K}} \quad [4.7]$$

si vede che in realtà il guadagno ad anello chiuso, ossia con reazione, è eguale al guadagno ideale, $A_{CLi} = [(R_i + R_f)/R_i = 1/\beta]$, moltiplicato per un fattore rappresentativo dell'errore E_r che si commette nell'approssimazione. È evidente che la [4.7] tende alla [4.4], ossia il guadagno reale tende al guadagno ideale, al crescere del guadagno d'anello $K = (\beta \cdot A_{OL})$. E poiché ad alti valori di A_{CL} corrispondono bassi valori di β – cfr. [4.5] – per rendere elevato quanto più è possibile il prodotto $(\beta \cdot A_{OL})$, particolarmente quando si debba dimensionare uno stadio amplificatore ad alto guadagno (ossia a basso β), sarà necessario scegliere op-amp ad alto A_{OL}.

4.4 IL CONCETTO DI MASSA VIRTUALE

Se, applicato un segnale all'ingresso non invertente dell'amplificatore operazionale della figura 4.2, si misura la tensione presente sui terminali di ingresso, si constata che la tensione sull'input invertente è pressoché eguale alla tensione applicata all'input non invertente. Si ha cioè $V_a = V_b = V_i$.
Ciò si può spiegare, per esempio, considerando che nell'espressione [4.1], ove si supponga A_{OL} tendente all'infinito, si ha $V_a - V_b = 0$ ossia $V_a = V_b$. Se allora uno dei due ingressi è a massa, ossia a potenziale zero, anche l'altro ingresso può considerarsi a potenziale zero, ma poiché non è fisicamente connesso alla massa reale del circuito, si suole dire che è a massa virtuale.
Più in generale il concetto di massa virtuale indica che la condizione di tensione presente su un ingresso si trova sempre, e con notevole approssimazione, sull'altro ingresso.
Il fatto che per valori notevolmente elevati del guadagno A_{OL} si abbia $V_a = V_b$, consente di pervenire all'espressione [4.4] più rapidamente. Se, infatti, si suppone trascurabile la corrente entrante nell'ingresso invertente – figura 4.2 – si può ritenere che le resistenze R_f e R_i siano percorse dalla medesima corrente I_r. Si ha quindi:

$$(V_o - V_b) / R_f = V_b / R_i$$

Ma poiché sui due ingressi c'è la stessa tensione $(V_a = V_b)$ e V_a coincide con V_i, sostituendo nella precedente si ricava:

$$(V_o - V_i) / R_f = V_i / R_i$$

Ricavando il rapporto V_o/V_i si ha infine la [4.4]:

$$V_o / V_i = A_{CL} = 1 + (R_f / R_i)$$

Ancora più rapidamente, per $V_i = V_a = V_b$, si ha:

$$V_i = V_b = (V_o \cdot R_i) / (R_i + R_f)$$

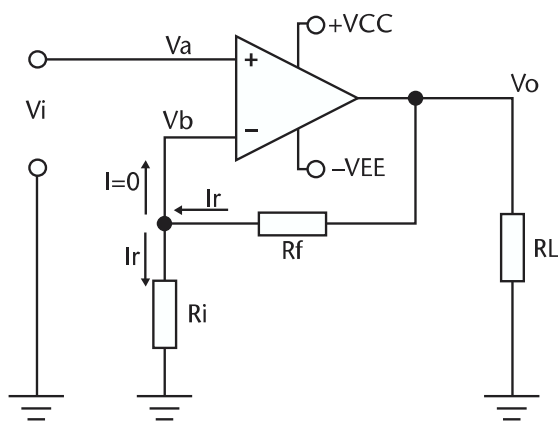



Figura 4.2 Stadio amplificatore con op-amp in configurazione non invertente

Risolvendo per V_o/V_i si perviene ancora alla [4.4].

Esempio 2.1

Si dimensioni lo stadio amplificatore della figura 4.2 per un guadagno $A_{CL} = 5$ utilizzando l'op-amp TL031.
Soluzione: Si può, per esempio, porre $R_i = 2,5$ kΩ. Essendo poi:

$$A_{CL} = 1 + (R_f / R_i)$$

da questa si ricava per R_f:

$$R_f = R_i \cdot (A_{CL} - 1)$$

Per $A_{CL} = 5$ si dovrà quindi attribuire alla resistenza R_f il valore:

$$R_f = 2500 \times 4 = 10 \text{ k}\Omega$$

La figura 4.3 riporta le forme d'onda dei segnali di ingresso (V_i) e di uscita (V_o) ricavate in simulazione. Si noti che, data la configurazione non invertente, i segnali V_i e V_o sono in fase. Il valore da picco a picco della V_o, indicato dalla distanza fra i marker orizzontali *c* e *d* è pari a 5 V. Si legge, infatti: $(c - d) = 5$ V. Poiché il segnale applicato è di 1 V da picco a picco, il guadagno ($A_{CL} = V_o/V_i$) è pari a 5. La distanza fra i marker verticali *a* e *b*, indica la frequenza (1 kHz) del segnale V_i di pilotaggio (e quindi del segnale di uscita V_o).
La figura 4.4 riporta la curva di risposta in frequenza: la banda passante a –3 dB, indicati dalla distanza fra i marker *c* e *d* [è $(c - d) = -3$ dB], si estende da 0 fino a 337,7 kHz. La frequenza di taglio f_H è indicata dalla posizione del marker verticale *a* posto sull'intersezione del marker orizzontale *c* con la curva di risposta.
La distanza fra il livello 0 dB – livello del segnale di ingresso – e il marker *d*, ossia l'ordinata $Yd = 13,96$ dB, indica il guadagno dello stadio. Essendo:

$$13,96 \text{ dB} = 20 \log (V_o / V_i)$$

si ricava:

$$A_{CL} = V_o / V_i = 10^{(13,96/20)} = 4,98$$

Il valore teorico del guadagno, praticamente coincidente col valore ottenuto in simulazione al computer, non è comunque diverso dal quello che sarebbe riscontrabile realizzando effettivamente l'amplificatore. Questa constatazione rende quindi valida l'espressione [4.4] e, di conseguenza, altrettanto valida l'approssimazione $A_{OL} \rightarrow \infty$. Ciò implica che il fattore di errore che compare nell'espressione [4.7] possa ritenersi trascurabile.
Infatti, con riferimento allo stadio con $A_{CL} = 5$ della figura 4.2, per $R_f = 10$ kΩ e $R_i = 2,5$ kΩ, per l'attenuazione β si ha:

$$\beta = 2500 / (2500 + 10000) = 0,2$$

Poiché per l'op-amp TL031 è $A_{OL} = 85$ dB ($10^{4,25}$), il termine di errore:

$$E_r = \frac{1}{\frac{1}{\beta \cdot A_{OL}} + 1}$$

assume il valore:

$$E_r = \frac{1}{\frac{1}{0,2 \times 10^{4,25}} + 1} = 0,999$$

Il termine E_r tende quindi a uno ed è pertanto trascurabile. In pratica, ciò consente di assumere come guadagno reale il guadagno ideale A_{CLi}, ossia il guadagno espresso dalla [4.4]. È pertanto lecito considerare $A_{CLi} = A_{CL}$.

4.5 RISPOSTA IN FREQUENZA E BANDA PASSANTE

Per gli amplificatori operazionali a reazione di

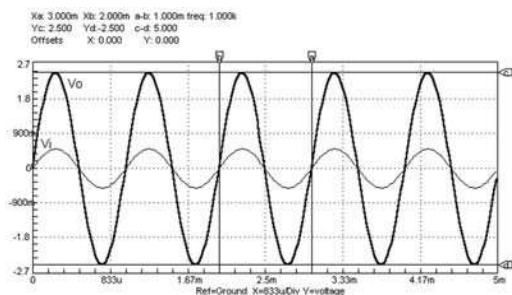



Figura 4.3 *Risposta in ampiezza, ricavata al computer tramite Spice, dello stadio amplificatore di cui alla figura 4.2. Si noti come i segnali di ingresso e di uscita siano fra loro in fase data la configurazione non invertente*

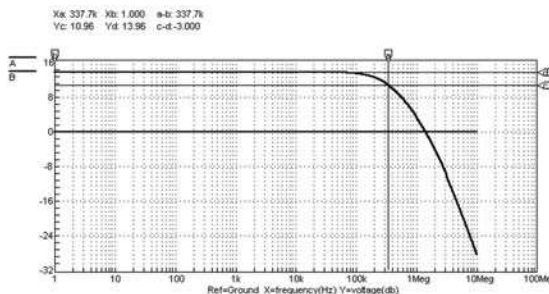



Figura 4.4 *Risposta in frequenza dello stadio amplificatore di cui alla figura 4.2*

tensione (VFA), rimane valido il concetto secondo il quale la banda passante subisce una contrazione all'aumentare del guadagno e, viceversa, una dilatazione al diminuire del guadagno.
La frequenza di taglio f_t propria dell'amplificatore operazionale ad anello aperto ha l'espressione già nota:

$$f_t = GBW \,/\, A_{OL} \qquad [4.8]$$

Poiché il prodotto guadagno per banda passante è comunque costante, nel caso di un amplificatore operazionale reazionato si potrà calcolare la frequenza di taglio superiore f_H con l'espressione:

$$f_H = GBW \,/ A_{CL} \qquad [4.9]$$

Volendo ricavare l'espressione della f_H in funzione della frequenza f_t caratteristica dell'operazionale utilizzato, sarà sufficiente ricavare il *GBW* dalle due ultime espressioni e quindi eguagliarle. Si ha così:

$$A_{OL} \cdot f_t = A_{CL} \cdot f_H \qquad [4.10]$$

Ricavando f_H da quest'ultima si ha l'espressione:

$$f_H = (A_{OL} \cdot f_t) \,/ A_{CL} \qquad [4.11]$$

Ma essendo:

$$A_{CL} = A_{OL} \,/ (1 + A_{OL}\beta) \qquad [4.12]$$

sostituendo questa nella [4.11] si ottiene infine:

$$f_H = f_t\,(1 + A_{OL}\beta) \cong f_t \cdot A_{OL}\beta \qquad [4.13]$$

Le espressioni [4.11] e [4.13] consentono di calcolare la frequenza di taglio superiore per l'amplificatore operazionale reazionato in funzione di A_{OL} e f_t o in funzione della frequenza f_t caratteristica dell'op-amp e del guadagno di anello $A_{OL}\beta$.
Attraverso la [4.13] si può pervenire all'espressione della risposta in frequenza per l'amplificatore operazionale ad anello chiuso. Si riconsideri, a tal fine, l'espressione già nota e qui riproposta per comodità, che fornisce la risposta in frequenza per l'amplificatore ad anello aperto:

$$A_{OL}(f) = \frac{A_{OLo}}{1 + j\dfrac{f}{f_t}} \qquad [4.14]$$

Per ricavare l'espressione del guadagno in funzione della frequenza per l'amplificatore operazionale reazionato, ossia ad anello chiuso, è sufficiente moltiplicare ambedue i membri della [4.14] per β e sostituire quindi il prodotto ($A_{OL} \cdot \beta$) nella [4.7] tenendo presente che [1 / ($A_{OLo} \cdot \beta$)] << 1]. Indicando il rapporto [(R_i + R_f)/R_i] con A_{CLi}, si ha quindi:

$$A_{CL} = \frac{A_{CLi}}{1 + j\dfrac{A_{CLi}}{A_{OLo}} \cdot \dfrac{f}{f_t}} \qquad [4.15]$$

Ma dalla [4.13], indicando con A_{OL} il guadagno ad anello aperto per f = 0, si ha:

$$f_H = \frac{A_{OL} \cdot f_t}{A_{CLi}} \qquad [4.16]$$

per cui, sostituendo nella [4.15], si ricava:

$$A_{CL} = \frac{A_{CLi}}{1 + j\dfrac{f}{f_H}} \qquad [4.17]$$

Dalla [4.16] si vede subito come ad un incremento del guadagno A_{CLi} = 1 + (R_f / R_i) corri-

sponda un decremento della frequenza di taglio superiore f_H, ossia una contrazione della banda passante.
La [4.17], formalmente identica alla [4.14], esprime il guadagno ad anello chiuso in funzione della frequenza e fornisce quindi l'andamento della risposta dell'amplificatore operazionale reazionato. Il modulo e l'argomento della [4.17] saranno rispettivamente:

$$A_{CL} = \frac{A_{CLi}}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_H}\right)^2}} \quad [4.18]$$

$$\varphi = -\operatorname{arctg}\frac{f}{f_H} \quad [4.19]$$

Nell'esempio 4.1, si è ottenuta in simulazione una frequenza di taglio pari a circa 337,7 kHz per un guadagno A_{CLi} = 5. Ricorrendo all'espressione [4.16], essendo per il TL031, f_t = 94 Hz e A_{OL} = $10^{4,25}$, si ricava un valore pressoché eguale a quello visualizzato nel diagramma della figura 2.6. Si ha infatti:

f_H = ($10^{4,25}$ x 94) / 5 = 334,3 kHz

Portando ora, nel circuito della figura 2.4, la resistenza R_i a 1111 Ω in modo da avere un guadagno A_{CL} = 10, dalla [4.16] si ricava una frequenza di taglio f_H:

fH = ($10^{4,25}$ x 94) / 10 = 167 kHz

In pratica nel portare il guadagno da 5 a 10, ossia raddoppiando il guadagno, la banda passante, come era ampiamente prevedibile, si è dimezzata. E ciò era intuitivo sia per la [4.16] che per la costanza del prodotto guadagno per banda passante.
La figura 4.5a riporta la risposta dello stadio amplificatore della figura 2.4 per A_{CL} = 10. Il marker verticale *a* indica la frequenza di taglio f_H = 163,8 kHz (a –3 dB) pressoché eguale al valore su calcolato. L'ordinata *Yd* = 20 dB, ossia la distanza del marker orizzontale *d* dal livello 0 dB corrispondente al livello del segnale di ingresso, indica il guadagno. A 20 dB corrisponde infatti un guadagno numericamente eguale a 10.

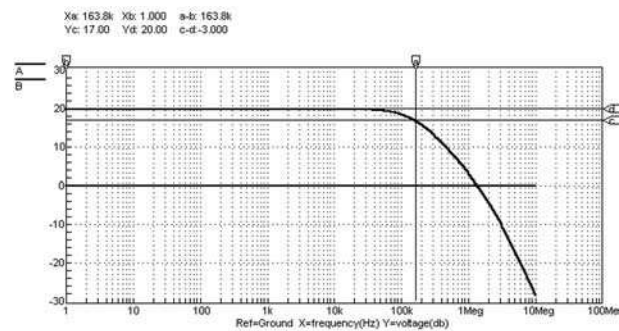



Figura 4.5a *Risposta in frequenza dello stadio amplificatore di cui alla figura 4.2 dopo aver portato il guadagno a 10 (20 dB)*

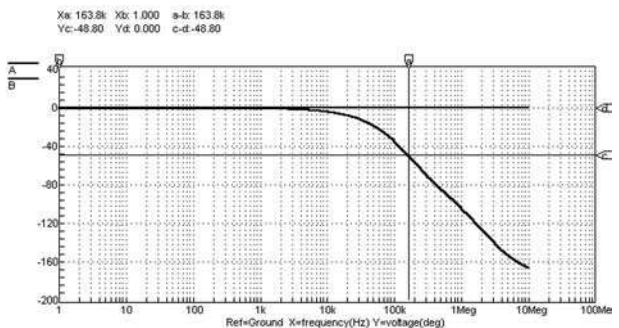



Figura 4.5b *Andamento delle fase nello stadio amplificatore di cui alla figura 4.2 dimensionato per un guadagno pari a 10*

La figura 4.5 b riporta lo sfasamento fra ingresso e uscita alla frequenza f_H =163,8 kHz indicata dal marker verticale *a*. Il marker orizzontale *c*, portato sul punto di intersezione della curva con il marker *a*, indica uno sfasamento di 48,8° in ritardo dell'uscita rispetto all'ingresso. In effetti dalla [4.19], per $f = f_H$ si ha:

$$\varphi = -\operatorname{arctg} 1 = -45°$$

Si fa notare che qui si sono resi quasi sinonimi frequenza di taglio superiore f_H e banda passante. In effetti la banda passante *B* indica l'intervallo fra una frequenza di taglio inferiore f_L e una frequenza di taglio superiore f_H. Poiché fin qui la frequenza f_L ha coinciso con 0 Hz, l'intervallo 0 ÷ f_H rappresenta la banda passante dell'amplificatore.

PER IL LETTORE

I diagrammi qui riportati sono stati ricavati con il software di simulazione CircuitMaker della Microcode Engineering Inc. – Utah – USA, che utilizza SPICE (*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*) realizzato dalla Microcode Engineering Inc. – Utah – USA. Sito Internet: www.microcode.com.

Riflettori su... iLCD:

Bitmap, GIF animate, True Type Font... L'unico limite è la fantasia! Da oggi tutto questo è possibile e con una facilità estrema grazie ai display grafici iLCD di Demmel. Non a caso sono definiti "display intelligenti di nuova generazione". Ecco cosa si può fare e come farlo con pochi click.

Nell'era dell'estetica e della massima funzionalità ben nota ai produttori di telefoni cellulari ed agende elettroniche, è necessario prevedere, nell'interfaccia utente, una grafica attraente e allo stesso tempo funzionale dal punto di vista informativo. Per questo motivo, molti produttori stanno sempre più focalizzando le loro scelte verso i display grafici piuttosto che i classici display alfanumerici. Il problema principale nell'uso di un display grafico è senza dubbio l'impiego di risorse da dedicare alla gestione della grafica, la creazione delle immagini, dei caratteri, delle animazioni e questo costituisce molto spesso un punto chiave nella scelta di una soluzione grafica in sostituzione di una classica alfanumerica.
Con i prodotti *iLCD* di Demmel questo non è più un problema: dopo la prima fase di configurazione, tutta la grafica, le animazioni, i caratteri saranno gestiti direttamente dal display evitando l'impiego di risorse da parte di un microcontrollore esterno.

LE SOLUZIONI

I display Demmel sono disponibili in diversi formati come mostrato nella figura 1 e si va dal più piccolo 122x32 pixel fino al quarto VGA da 320x240 pixel con touch-screen.

LA GESTIONE DEI CONTENUTI

Il contenuto delle schermate grafiche è memorizzato all'interno della memoria del modulo *iLCD* e richiamato via RS232, via seriale TTL, I2C o USB da un microcontrollore esterno attraverso semplici comandi costituiti da sequenze ASCII. Il modulo può contenere anche intere sequenze di comandi (macro) da richiamare all'occorrenza. Le macro sono particolarmente utili per la creazione di schermate predefinite come ad esempio il disegno di una tastiera su un display touch-screen o il passaggio da una pagina alla successiva mediante un effetto di animazione. La gestione dei contenuti avviene mediante il software di configurazione

Figura 1 *I formati dei display iLCD di Demmel*

Grafica e touch-screen... Mai stato così facile!

iLCDsetup scaricabile gratuitamente. *iLCDsetup* permette l'importazione di immagini bitmap provvedendo autonomamente alla conversione in due colori secondo i criteri specificati. Lo stesso avviene per le immagini GIF animate (figura 2) la cui animazione può essere fermata e riavviata con un semplice comando.

Per la gestione dei caratteri si esegue una procedura analoga: è sufficiente importare il font di Windows desiderato (figura 3) o, in alternativa, costruirsi il set di caratteri pixel per pixel.

Una volta memorizzate le immagini, i caratteri e gli eventuali messaggi di testo predefiniti, è possibile richiamarli attraverso semplici comandi ASCII che a loro volta possono essere raggruppati e salvati come macro. In questo modo diviene molto semplice creare delle schermate dinamiche con testo scorrevole e con grafica accattivante.
Usando le versioni con touch-screen è possibile suddividere lo schermo in zone ed associare un comando o una macro a ciascuna zona. Se l'utente esercita una pressione sullo schermo in una determinata zona, verrà avviata la macro ad essa associata. Il software *iLCDsetup* permette la gestione del display anche come semplice terminale consentendo l'invio di una serie di comandi direttamente dal PC in modo da consentire la messa a punto delle varie macro. Le macro, i font e la grafica possono essere salvati anche sul proprio PC in file separati, in modo da poter essere caricati su altri moduli in modo semplice e veloce. Oltre cento sono i comandi supportati che consentono la gestione del testo, della grafica, il disegno di linee, cerchi e rettangoli, scorrimento dello schermo e gestione della retroilluminazione; una ampia e dettagliata documentazione rende l'utente completamente autonomo nella costruzione delle proprie schermate.

Figura 2 *Importazione di immagini bitmap*

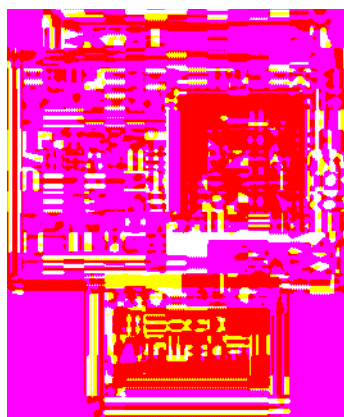



Figura 3 *Importazione dei font di Windows*

CAMPI DI APPLICAZIONE

I campi di applicazione dei display *iLCD* sono molteplici. Dalla personalizzazione dei pannelli operatore di macchine utensili, all'impiego in ambito domestico nei citofoni più moderni, oppure nei distributori automatici di prodotti. La possibilità di creare grafica personalizzata aumenta il valore aggiunto del prodotto finito che può essere personalizzato ad hoc per il cliente, senza la necessità di riscrivere lunghi listati di firmware.

RIFERIMENTI

Per ulteriori informazioni sui prodotti Demmel è possibile consultare il sito www.elettroshop.com da cui è possibile scaricare tutta la documentazione ed il software *iLCDsetup*.

Elettroshop
Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI)
Tel. 02.66504794 - Fax 02.66508225
info@elettroshop.com - www.elettroshop.com

Riflettori su...

Distrelec Italia

Distrelec Italia è un'azienda dell'omonimo gruppo commerciale appartenente alla holding svizzera Dätwyler e presente in Italia da 12 anni a Lainate, in provincia di Milano. È una delle poche multinazionali nel mondo che operano nel settore della distribuzione professionale da catalogo di prodotti per l'elettronica.

Caratteristica dell'attività di Distrelec è quindi la proposta di una gamma molto vasta di prodotti dei maggiori produttori mondiali, tutti disponibili da magazzino, che vengono consegnati in tutto il territorio italiano in 24 ore (36 per le isole), per ordini pervenuti entro le ore 18 a mezzo telefono, fax, e-mail e internet.

La distribuzione da catalogo, molto sviluppata soprattutto in paesi di lingua anglosassone, deve essere vista in modo integrato nella moderna concezione di vendita in un mercato globalizzato, in cui Internet è un elemento fondamentale, nell'ottica della vendita a distanza in cui i momenti dell'informazione tecnica sui prodotti e l'approvvigionamento di piccole quantità sono affrancati dai momenti della trattativa commerciale per l'acquisto per la produzione.

I prodotti devono essere conosciuti e riconoscibili, le consegne veloci e affidabili, le informazioni chiare e facilmente accessibili e i prezzi gestiti a livello internazionale secondo la politica dei produttori. La personalizzazione e la localizzazione della fornitura devono riguardare principalmente l'aspetto logistico e di servizio in senso generale, del rapporto commerciale con il cliente. In altre parole, a meno del tempo da dedicare a trattative particolari, che sono spesso possibili anche con un fornitore cataloghista, il cliente, rifornendosi per mezzo di un catalogo sia nella versione cartacea sia in quella in Internet, può ottimizzare il suo magazzino, il suo tempo dedicato al contatto con i fornitori, razionalizzare il numero degli stessi, pianificare il suo budget di spesa, conoscere l'offerta di più fornitori concorrenti tra loro e infine utilizzare la struttura logistica a livello internazionale che garantisce la reperibilità di materiali in tempi brevi.

I cataloghi nei quali si sviluppa l'offerta Distrelec sono due. Il primo è il catalogo denominato "Distrelec", che viene inviato due volte all'anno (febbraio e settembre) e che si rivolge ai settori dell'elettronica professionale, dell'elettrotecnica e dell'automazione; a questo si affiancano quattro bollettini di aggiornamento. Il secondo, denominato "Disdata", si rivolge al settore dell'informatica e viene invece pubblicato in cinque edizioni completate da un bollettino di aggiornamento. La differenza dell'uscita sta naturalmente nella dinamica di mercato dei due settori, una certamente più veloce dell'altra. Per il settore dell'elettronica, a differenza dei concorrenti, Distrelec tende in ogni caso a privilegiare la doppia uscita annuale, per meglio soddisfare un mercato in costante cambiamento.

Anche Distrelec opera naturalmente su Internet dove sono presenti i due cataloghi, con un servizio on line (www.distrelec.com) che affianca la vendita tradizionale effettuata con la versione caratacea. Il giro d'affari gestito su Internet è in continuo incremento e ci si attende un interessante sviluppo futuro nei prossimi anni.

Il target cui Distrelec si rivolge è principalmente quello della progettazione, offrendo prodotti di elettronica generale e di informatica all'avanguardia dal punto di vista tecnologico. Il progettista ha la necessità di operare le sue scelte di prodotto in una gamma molto vasta, per le applicazioni più diverse e deve poter ricevere presso di lui, in tempi molto brevi, ciò di cui ha bisogno. Ricordiamo che non esiste alcun distributore tradizionale, rivenditore o negozio specializzato che possa offrire una gamma così vasta di prodotti tutti insieme come quelli presenti nel programma di vendita Distrelec e che vengano gestiti tutti da magazzino.

I prezzi inoltre sono in generale quelli imposti dalle case Madri. Naturalmente l'offerta viene proposta al cliente in considerazione del numero di pezzi richiesti. Pertanto la personalizzazione dell'offerta è qualcosa che la Distrelec molto spesso si trova ad affrontare, al contrario della personalizzazione del prodotto che, come si può capire, non si concilia con la distribuzione da catalogo. Nei cataloghi Distrelec viene esposto in modo ben chiaro il logo del produttore di ogni articolo e il codice originale, con evidenti vantaggi per i clienti al momento della riproducibilità del prototipo in fase di produzione.

Lo sforzo principale è sostanzialmente quello di offrire un grandissimo numero di prodotti a un grandissimo numero di acquirenti. Al momento Distrelec distribuisce più di 75.000 prodotti, che vengono venduti a circa 47.000 utenti.
In questo senso la filosofia operativa è più simile a quella della grande distribuzione che non a quella del rivenditore: porre in contatto un elevato numero di produttori (offerta) con un elevato numero di clienti (domanda) demandando ai primi le attività di design-in e di promozione e fornendo ai secondi la possibilità di comparare, selezionare, scegliere e infine utilizzare quanto di meglio offre il mercato attuale dell'elettronica e dell'informatica.
Particolare importanza hanno da sempre per Distrelec tutti gli enti di formazione e ricerca, cioè gli istituti tecnici, le Università e i vari Enti di ricerca. Condizioni commerciali particolari, offerte promozionali riservate, corsi di formazione e informazione, sono alcune delle espressioni di un atteggiamento positivo e propositivo che Distrelec ha da sempre avuto, dovunque è presente in Europa, nei confronti del settore "educational".
Valida collaborazione viene fornita in tal senso dai principali produttori e partner commerciali che spesso partecipano attivamente a numerose iniziative.

Per maggiori informazioni:

Distrelec Italia s.r.l
C.P. 90 - 20020 Lainate (Mi)
Web: www.distrelec.com
E-Mail: info-it@distrelec.com
Telefono: 02.937551
Fax: 02.93755755

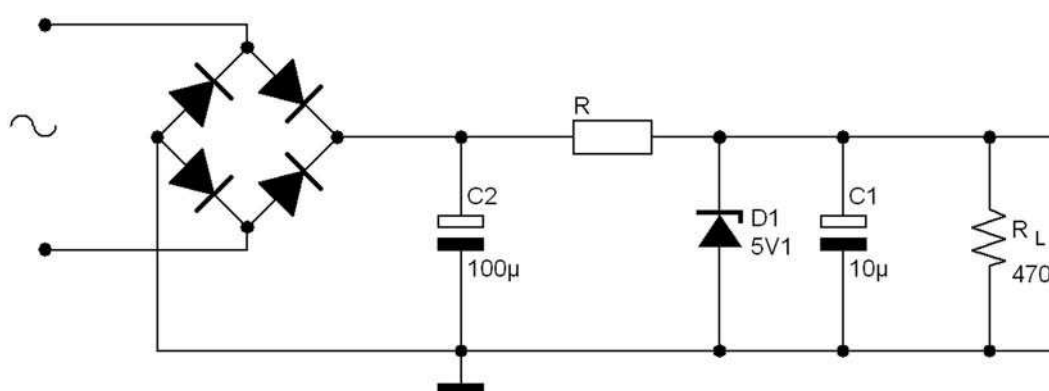
Rispondi correttamente al quiz e potrai vincere un abbonamento omaggio a

Fare elettronica

Partecipare è semplicissimo:

rispondi al quesito seguendo il regolamento e, se la risposta si rivelerà esatta, potrai vincere un abbonamento omaggio (o il rinnovo qualora fossi già abbonato) a Fare Elettronica. Ogni mese sulle pagine della rivista troverai la soluzione del quesito del mese precedente e il nome del vincitore di uno dei quesiti pubblicati. Per tutti i partecipanti che risponderanno utilizzando l'apposito modulo su www.farelettronica.com/lesotutte, è previsto comunque un coupon del 10% di sconto utilizzabile per un acquisto sullo shop di www.farelettronica.com.

QUESITO codice LST24005

Si deve dimensionare un alimentatore stabilizzato con diodo zener da 5,1V/0.25W per pilotare un carico RL di 470Ω con 5,1V. A tale scopo si utilizza il circuito di figura. Calcolare il valore della resistenza R da inserire nel circuito sapendo che la tensione all'uscita del ponte raddrizzatore è di 9V e facendo in modo che il diodo zener dissipi metà della sua potenza massima sopportabile.

Scadenza: il termine ultimo per rispondere è il 30 Giugno 2005

Regolamento

1) Il quiz è aperto a tutti i lettori.
2) Saranno considerate esclusivamente le risposte pervenute entro la scadenza indicata nel quesito.
3) Inviare la risposta compilando il modulo su www.farelettronica.com/lesotutte oppure via **fax** allo 02/66508225 o tramite **lettera** a Inware Edizioni, via Cadorna 27- 20032 Cormano (MI), citando il codice del quesito.
4) Indicare nella risposta il tuo nome, cognome, indirizzo, telefono ed eventuale indirizzo email. Non ci sarà possibile considerare le risposte con **dati mancanti o insufficienti.**

IMPORTANTE: NON SCRIVERE NELLA ZONA SOPRASTANTE!

AVVERTENZE

Il Bollettino deve essere compilato in ogni sua parte (con inchiostro nero o blu) e non deve recare abrasioni, correzioni o cancellature.

La causale è obbligatoria per i versamenti a favore delle Pubbliche Amministrazioni.

Le informazioni richieste vanno riportate in modo identico in ciascuna delle parti di cui si compone il bollettino

Abbonati subito!

- ✔ **Risparmierai** ben 15,50 euro sul prezzo di copertina
- ✔ Avrai la garanzia del **prezzo bloccato** per un anno
- ✔ La rivista ti sarà **recapitata comodamente** a casa
- ✔ Compreso con l'abbonamento (o il rinnovo) riceverai un **buono sconto del 20%** per un tuo prossimo acquisto sul sito www.farelettronica.com e, insieme alla merce ordinata, ti sarà recapitato l'esclusivo portapenne di Fare Elettronica

INWARE EDIZIONI